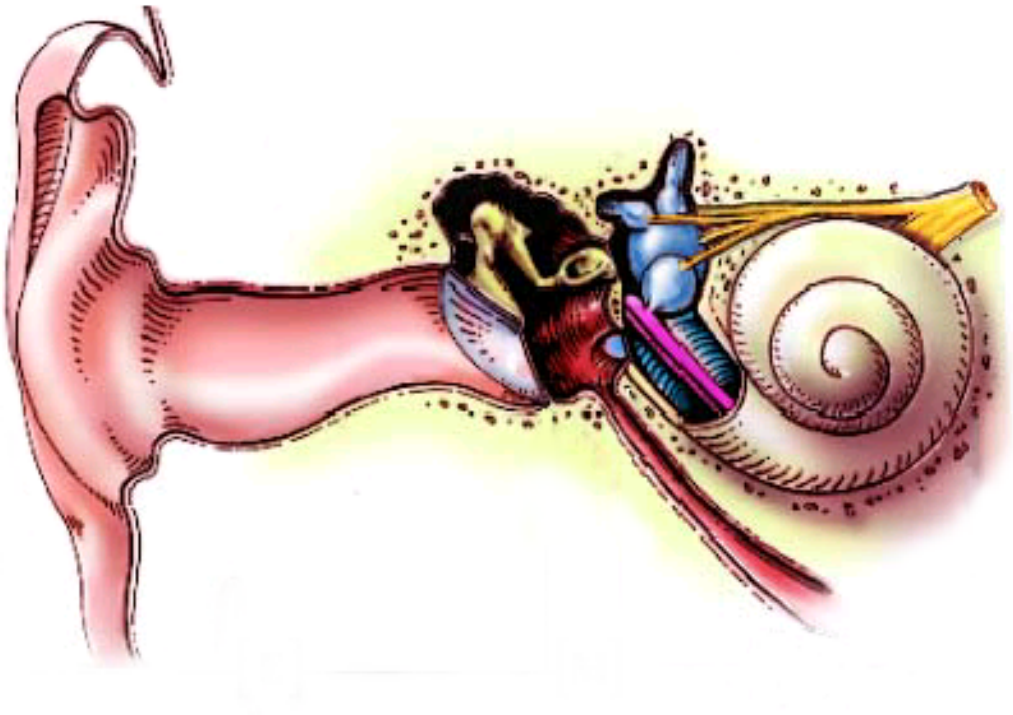
Berner Fachhochschule

Hochschule für
Technik und Architektur Burgdorf
Abteilung Elektrotechnik

Simulation der Innenohrschwerhörigkeit



Auftraggeber	**Audiologische Abteilung des Inselspitals Bern**
Externe Betreuung	**Dr. sc. techn. Dr. med. Martin Kompis**
Interne Betreuung	**Dr. Urs Brugger, Ivo Oesch**
Experte	**Dr. P. Winter**
Diplomand	**Marcel Suter**

Zusammenfassung

Dieser Bericht gibt eine Übersicht über die Diplomarbeit "Simulation der Innenohrschwerhörigkeit". Ziel dieser Diplomarbeit war es, eine realistische Simulation der Innenohrschwerhörigkeit in Echtzeit (d.h. ohne merkliche Zeitverzögerung) aufzubauen und zu testen. Der Leser erhält eine Einführung in die Funktionsweise und die Bedienung dieses Simulators.

Zwei typische Hörschädigungen des Innenohres wurden berücksichtigt, einerseits eine frequenzabhängige Dämpfung, andererseits das sogenannte "Recruitment", eine lautstärke- und frequenzabhängige Dämpfung. Der Simulationsalgorithmus konnte aus einer vorangehenden Semesterarbeit übernommen werden.

Damit das System in Echtzeit läuft, wurde ein digitaler Signalprozessor (DSP) mit einer für Audiosignale geeigneten Hardwareumgebung eingesetzt. Hauptaufgabe der Diplomarbeit war nun die Programmierung des DSP in der zugehörigen Assemblersprache. Zusätzlich wurde ein Kommunikationsprotokoll für eine serielle Kommunikation (RS-232) mit einem Personalcomputer (PC) entworfen. Mit Hilfe einer grafischen Benutzeroberfläche kann der Benutzer am PC den simulierten Hörschaden vorgeben. Die Simulation ist wegen der eingeschränkten der Rechenleistung des DSP nur in Mono ausgeführt.

Das Eingangssignal des Simulators ist ein Line-Signal mit einem maximalen Pegel von $0.707V_{RMS}$, (entsprechend einer Spitze-Spitze-Spannung von 2V). Am Ausgang liefert der Simulator ebenfalls ein Line-Signal mit dem gleichen Pegel. Die Samplingrate beträgt 44.1kHz. Mit einem Kopfhörerverstärker und einem Kopfhörer kann der simulierte Hörschaden nachempfunden werden. Anhand zweier Testläufe mit normalhörenden Personen konnte die korrekte Funktion des Simulators nachgewiesen werden.

Abstract

This report gives an overview to the diploma work "Simulation of the cochlear hearing loss". The goal of this diploma work was to implement and test a realistic simulation of the cochlear hearing loss in real-time. The reader of this report gets an introduction to the priciples of this simulation, namely a frequency dependent damping and the so-called recruitment, a frequency- and loudness dependent damping. The simulation algorithm could be taken from a preceding term work.

For that the system runs in real time, a digital signal processor (DSP) with a hardware environment suitable for audio signals was used. The main task of the diploma work was then the programming of the DSP in the appropriate assembler language. Additionally, a communication protocol for serial communication (RS-232) with a personal computer (PC) was set up. By means of a graphical user interface, the user can specify a specific hearing loss, that then will be simulated. Because of the limited speed of the processor, the simulation is only realised in mono.

The input signal of the simulator is a line-level signal with a maximum amplitude of $0.707V_{RMS}$ (corresponding to a peak-peak voltage of 2V). At the output, the simulator provides likewise a line-level signal with the same maximum amplitude. The sampling rate is 44.1kHz. With a headphone amplifier and headphone one can listen to the simulated hearing loss.

On the basis of two test runs with normalhearing persons the correct function of the simulator could be proven.

Burgdorf, im Januar 2002

M. Suter

Inhaltsverzeichnis

Kapitel 1 Einleitung 1
1.1 Motivation 1
1.2 Einsatzgebiet des Hörschadensimulators 1
1.3 Aufbau dieses Diplomberichts 1
1.4 Voraussetzungen 1
Kapitel 2 Ausgangslage für die Diplomarbeit 2
2.1 Aufgabenstellung 2
2.2 Geleistete Vorarbeiten 3
2.3 Vorgehen 4
Kapitel 3 Das menschliche Ohr: eine Einführung 5
3.1 Übersicht 5
3.2 Das gesunde Innenohr 6
3.3 Das geschädigte Innenohr 8
3.4 Auswirkungen der Innenohrschwerhörigkeit 9
Kapitel 4 Aufbau des Simulators 10
4.1 Installation der Hardware 10
4.2 Installation der Software (Grafische Benutzeroberfläche) 10
4.3 Inbetriebnahme 11
Kapitel 5 Grafische Benutzeroberfläche 12
5.1 Einteilung der Simulationsbänder 12
5.2 Senden von neuen Parametern 12
Kapitel 6 Grundprinzip der Simulation 13
6.1 Idee 13
6.2 Komponenten 13
6.2.1 Eingangs-Ringspeicher 13
6.2.2 Fensterung 13
6.2.3 FFT 14
6.2.4 Nichtlineare Dämpfung 14
6.2.5 FIR-Filter generieren 14
6.2.6 Faltung 14
Kapitel 7 Der Eingangs-Ringspeicher 15
Kapitel 8 Die Fensterung 17
Kapitel 9 Die FFT am Eingang 20
9.1 Routine von Analog Devices 20
9.2 Betragsbestimmung 20
Kapitel 10 Die nichtlineare Dämpfung 21
10.1 Lautstärkeabhängige Dämpfung 21
10.2 Lautstärkeunabhängige Dämpfung 22
Kapitel 11 Generieren des FIR-Filters 23
11.1 Funktionsweise des Frequency-Sampling Verfahrens 23
11.2 Visualisierung eines berechneten Filters 25
Kapitel 12 Die Faltung 27
12.1 Die Faltung als Simulationselement 27
12.2 Neue Filterkoeffizienten umkopieren 27
Kapitel 13 Kommunikation zwischen DSP und PC 28
13.1 Funktionsweise der Kommunikation 28
Kapitel 14 Programmierung des DSP / Codebeispiele 30
14.1 Aufbau des Codes 30
14.2 Programmablauf 31
14.3 Die wichtigsten Routinen 31
14.4 Routine "do_create1filt" 31
14.5 Routine "do_compc" 33
14.5.1 Empfangen der D-Werte 33
14.5.2 Empfangen der R-Werte 34
14.5.3 Reihenfolge der D- und R-Werte 35
Kapitel 15 Die Hardware 36
15.1 Das Evaluationsboard 36
15.2 Technische Daten des DSP 36
15.3 Hardware-Erweiterungen 37

15.4 Ein- und Ausgangspegel 37
15.5 Samplingrate 37
Kapitel 16 Erweiterungs- und Optimierungsmöglichkeiten 38
16.1 FFT beschleunigen 38
16.2 Spiegelsymmetrie ausnutzen 38
16.3 GUI erweitern 38
16.4 Lautstärkenanhebung simulieren 38
Kapitel 17 Schlusswort und Dank 39
Kapitel 18 Literaturverzeichnis 40

Anhang A Verifikation der Simulation 42
Anhang B Tabelle der Koeffizienten, Frequenzpunkte und Frequenzbänder 45
Anhang C Tabelle der Kritischen Bänder 47
Anhang D Geschwindigkeitsmessungen 48
Anhang E Messung der Zeitverzögerung zwischen Eingang und Ausgang 49
Anhang F Messung der Skalierung und des Recruitments 51
Anhang G Frequenzgang des FIR-Filters 55
Anhang H Zeitplan 60

Kapitel 1 Einleitung

1.1 Motivation

Eine zunehmende Zahl von Menschen leidet an eingeschränktem Hörvermögen. Dies kann verschiedene Ursachen haben, in jedem Fall jedoch bedeutet es für die betroffenen Personen eine Einschränkung ihrer Lebensqualität.

Für einen normalhörenden Menschen ist es schwierig, sich ein realistisches Bild von Hörstörungen zu machen. Der Innenohr-Hörschadensimulator, der im Rahmen dieser Diplomarbeit entwickelt wurde, kann normalhörenden Personen eine Vorstellung davon geben, was es bedeutet, mit einer Hörstörung zu leben.

1.2 Einsatzgebiet des Hörschadensimulators

Ein typisches Einsatzgebiet für diesen Simulator liegt in der Prävention. Wenn man sich bewusst wird, welche Einbussen an Lebensqualität ein schlechtes Hörvermögen bedeutet, ist man eher bereit, mehr Sorge zu tragen. Eine weitere Einsatzmöglichkeit liegt in der Ausbildung von Pflegepersonal. Pflegende, welche sich in die Lage ihrer schwerhörigen Patienten versetzen können, verstehen deren Anliegen und Probleme besser.

1.3 Aufbau dieses Diplomberichts

Dieser Bericht ist in fünf Teile gegliedert. Der erste Teil (Kapitel 1 bis Kapitel 3) bieten eine Einführung in die Diplomarbeit mit der Aufgabenstellung, dem Vorgehen sowie als Grundlage eine Übersicht über das menschliche Ohr und die Innenohrschwerhörigkeit. Der zweite Teil (Kapitel 4 bis Kapitel 6) geben eine Übersicht über den Aufbau des Hörschadensimulators. Das Grundprinzip der Simulation wird erklärt. Der dritte Teil (Kapitel 7 bis Kapitel 15) gehen näher auf die einzelnen Komponenten der Software und Hardware des Hörschadensimulators ein. Der vierte und letzte Teil (Kapitel 16 bis Kapitel 18) beschreiben die Optimierungsmöglichkeiten und schliessen den Diplombericht ab.

Im Anhang sind verschiedene Messungen dokumentiert.

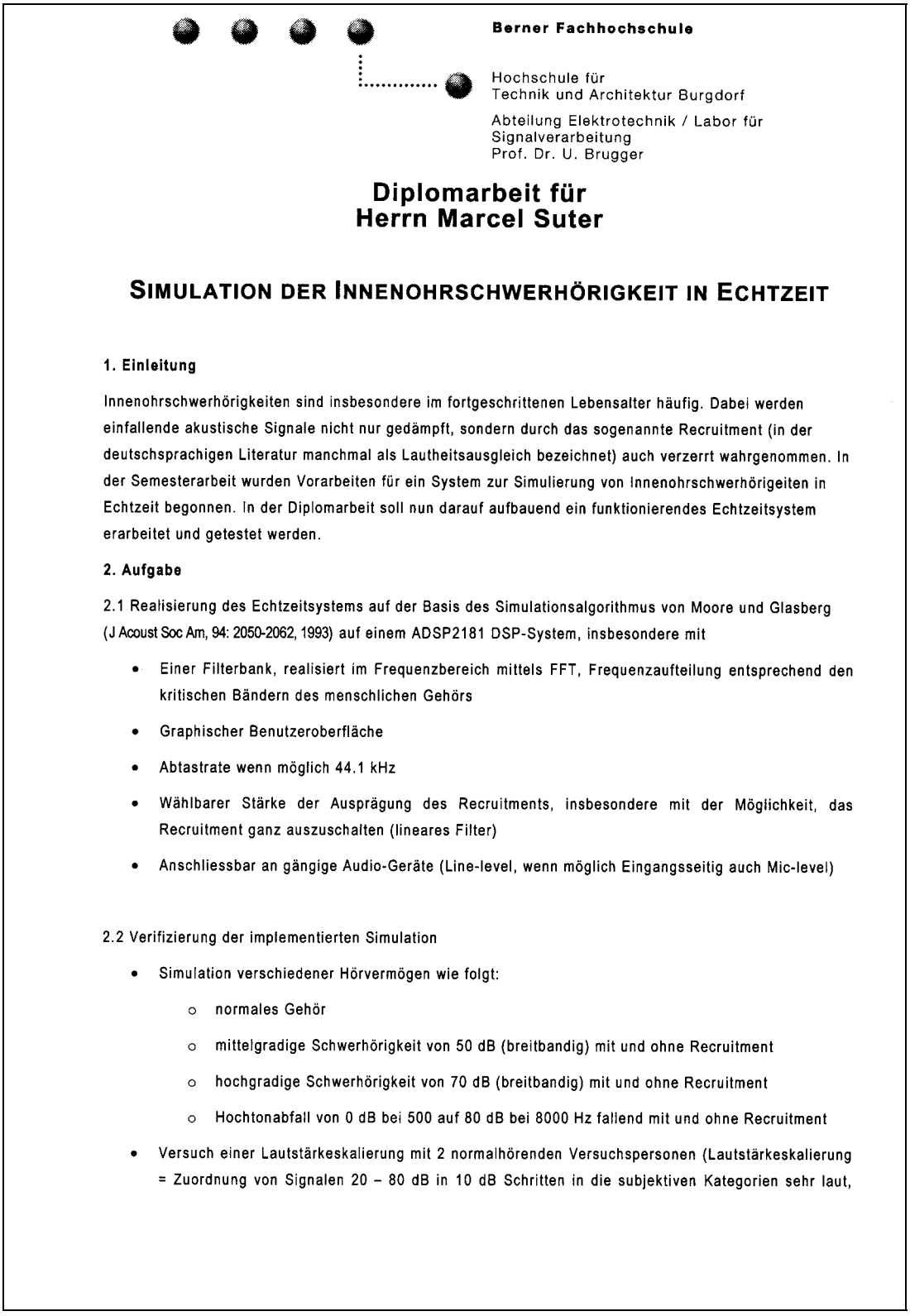
1.4 Vorausgesetzte Kenntnisse

Für den ersten und zweiten Teil dieses Berichtes sind keine besonderen Kenntnisse notwendig, für den dritten und vierten Teil werden Grundkenntnisse in der digitalen Signalverarbeitung vorausgesetzt.

Kapitel 2 Ausgangslage für die Diplomarbeit

2.1 Aufgabenstellung

Die Aufgabenstellung für diese Diplomarbeit ist in Abbildung 1 und Abbildung 2 gegeben.



Berner Fachhochschule

Hochschule für
Technik und Architektur Burgdorf

Abteilung Elektrotechnik / Labor für
Signalverarbeitung
Prof. Dr. U. Brugger

**Diplomarbeit für
Herrn Marcel Suter**

SIMULATION DER INNENOHRSCHWERHÖRIGKEIT IN ECHTZEIT

1. Einleitung

Innenohrschwerhörigkeiten sind insbesondere im fortgeschrittenen Lebensalter häufig. Dabei werden einfallende akustische Signale nicht nur gedämpft, sondern durch das sogenannte Recruitment (in der deutschsprachigen Literatur manchmal als Lautheitsausgleich bezeichnet) auch verzerrt wahrgenommen. In der Semesterarbeit wurden Vorarbeiten für ein System zur Simulierung von Innenohrschwerhörigeiten in Echtzeit begonnen. In der Diplomarbeit soll nun darauf aufbauend ein funktionierendes Echtzeitsystem erarbeitet und getestet werden.

2. Aufgabe

2.1 Realisierung des Echtzeitsystems auf der Basis des Simulationsalgorithmus von Moore und Glasberg (J Acoust Soc Am, 94: 2050-2062, 1993) auf einem ADSP2181 DSP-System, insbesondere mit

- Einer Filterbank, realisiert im Frequenzbereich mittels FFT, Frequenzaufteilung entsprechend den kritischen Bändern des menschlichen Gehörs
- Graphischer Benutzeroberfläche
- Abtastrate wenn möglich 44.1 kHz
- Wählbarer Stärke der Ausprägung des Recruitments, insbesondere mit der Möglichkeit, das Recruitment ganz auszuschalten (lineares Filter)
- Anschliessbar an gängige Audio-Geräte (Line-level, wenn möglich Eingangsseitig auch Mic-level)

2.2 Verifizierung der implementierten Simulation

- Simulation verschiedener Hörvermögen wie folgt:
  - normales Gehör
  - mittelgradige Schwerhörigkeit von 50 dB (breitbandig) mit und ohne Recruitment
  - hochgradige Schwerhörigkeit von 70 dB (breitbandig) mit und ohne Recruitment
  - Hochtonabfall von 0 dB bei 500 auf 80 dB bei 8000 Hz fallend mit und ohne Recruitment
- Versuch einer Lautstärkeskalierung mit 2 normalhörenden Versuchspersonen (Lautstärkeskalierung = Zuordnung von Signalen 20 – 80 dB in 10 dB Schritten in die subjektiven Kategorien sehr laut,

Abbildung 1: Aufgabenstellung (Seite 1)

laut, mittel, leise, sehr leise, und nicht hörbar) mit Schmalbandrauschen (1/3 Oktavrauschen, Mittenfrequenz 1000 Hz) für die Simulationen normales Gehör und der mittelgradigen Schwerhörigkeit mit und ohne Recruitment

- Simulation des Höreindrucks für jede der obigen Zustände des normalen und pathologischen Gehörs mit je einem kurzen Musikausschnitt und einer Textpassage (1 Satz) (Format: *.wav-Dateien)

Beginn der Diplomarbeit: 22.10.2001 Abgabe Diplomarbeit: 14.1.2002

P. Winter M. Kompis U. Brugger I. Oesch

Dr. P. Winter, Experte Dr. M. Kompis, Audiologie Inselspital Dr. U. Brugger I. Oesch

Abbildung 2: Aufgabenstellung (Seite 2)

2.2 Geleistete Vorarbeiten

Als Ausgangslage diente eine vorangehende Semesterarbeit zum gleichen Thema. In dieser Semesterarbeit wurde ein Simulationsalgorithmus entwickelt, der die beiden wichtigsten Innenohr-Hörschäden simuliert. Dies sind einerseits eine frequenzabhängige Dämpfung, andererseits das sogenannte "Recruitment", eine lautstärke- und frequenzabhängige Dämpfung.

Der Simulationsalgorithmus wurde in der Semesterarbeit in Matlab implementiert und ausgetestet. Siehe dazu auch den Semesterarbeitsbericht [SA5]. Ebenfalls in der Semesterarbeit wurde ein geeigneter digitaler Signalprozessor (DSP) mit der entsprechenden Hardware evaluiert. Die Wahl fiel auf das EZ-Kit Lite, ein Evaluationsboard für den ADSP-2181 von Analog Devices. Dieses Evaluationsboard ist kostengünstig, enthält jedoch alle erforderlichen Komponenten für die Signalverarbeitung im Audiobereich.

Mit dieser Ausgangslage und zusammen mit den Vorgaben der Aufgabenstellung konnte nun die Diplomarbeit in Angriff genommen werden.

2.3 Vorgehen

Als erstes wurde ein grober Zeitplan mit allen notwendigen Tätigkeiten erstellt. Dieser Zeitplan ist im Anhang H ersichtlich. Der Zeitplan konnte im grossen und ganzen eingehalten werden.

Als erstes habe ich mich mit der evaluierten Hardware näher auseinandergesetzt. Dies passierte anhand der zugehörigen Literatur, sowie der Realisation von einigen einfachen Programmen für den DSP.

Anschliessend widmete ich mich dem Hauptteil der Diplomarbeit, der Implementation des Simulationsalgorithmus für den DSP. Diese Arbeit war sehr anspruchsvoll und nahm, wie erwartet, die meiste Zeit in Anspruch.

Am Schluss wurde die Simulation durch Versuche mit 2 Studenten überprüft.

Kapitel 3 Das menschliche Ohr: eine Einführung

3.1 Übersicht

Das menschliche Ohr ist ein kleines Wunderwerk. Während des ganzen Lebens dient es uns als wichtiges Organ für die alltägliche Kommunikation. Es ermöglicht uns zum Beispiel die Freude an der Musik und schliesslich ist es ein immer waches Frühwarnsystem im Strassenverkehr. Das gesunde Ohr kann Schallwellen im Bereich von 20 Hertz bis 20 Kilohertz verarbeiten. Es hat einen maximalen Dynamikumfang von 120 Dezibel. Nur sehr gute Mikrofone können einen ähnlichen Dynamikumfang verarbeiten. Der CD-Player als Vergleich hat eine Dynamik von "nur" rund 96 Dezibel. Abbildung 3 zeigt den Schallpegelbereich, den das menschliche Ohr wahrnehmen kann.

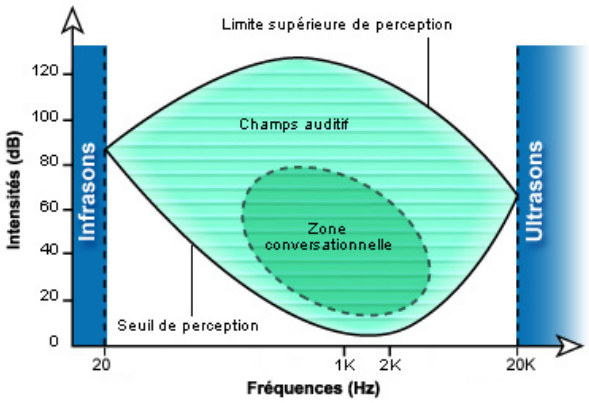


Abbildung 3: Der Hörbereich des menschlichen Ohres. Der für die Kommunikation notwendige Bereich ist dunkelgrün dargestellt. (Quelle: [PAC])

Das Ohr besteht aus drei Teilen. Siehe dazu Abbildung 4. Jeder dieser Bereiche hat bestimmte Aufgaben zu erfüllen. Selbst wenn nur ein Teil dieses komplizierten Systems gestört ist, können wir bestimmte Laute - z. B. die Mitlaute „S“, „F“ oder Zischlaute wie „Sch“ - nicht mehr so gut hören und folglich ein Gespräch nur schwer verstehen.

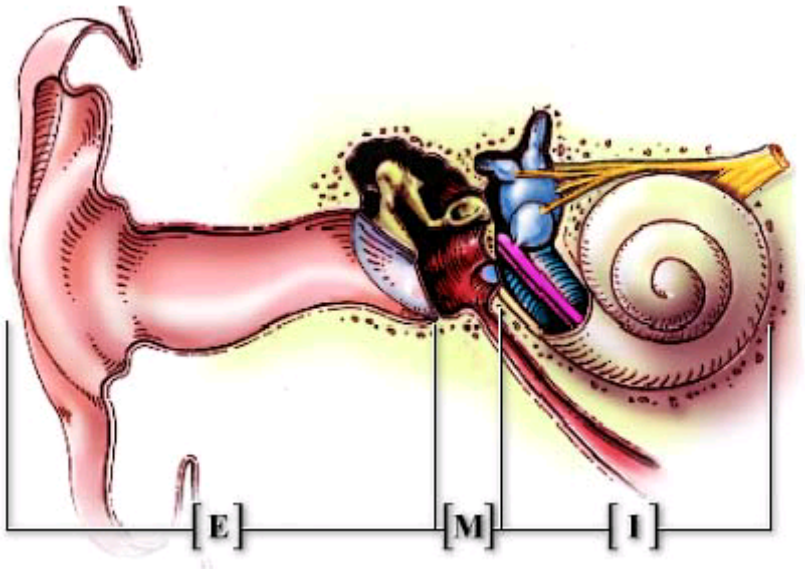


Abbildung 4: Übersicht über das menschliche Ohr (Quelle: [PAC])

Aussenohr [E]

Die Ohrmuschel fängt die Schallwellen auf und sammelt sie. Über den Gehörgang werden sie zum Trommelfell weitergeleitet.

Mittelohr [M]

Das Trommelfell wird durch die Schallwellen in Schwingungen versetzt. Diese werden über die Gehörknöchelchen Hammer, Amboß und Steigbügel (so bezeichnet wegen ihrer typischen Form) verstärkt und auf eine Membran im Innenohr übertragen. Siehe dazu auch Abbildung 5.

Innenohr [I]

Die Hörschnecke ist mit Flüssigkeit gefüllt. Die bis hierher übertragenen Bewegungen pflanzen sich darin als Druckwellen fort. Dadurch werden tausende von Haarzellen gereizt. Über den Hörnerv gelangen diese Reize zum Gehirn, das sie erkennt und auswertet.

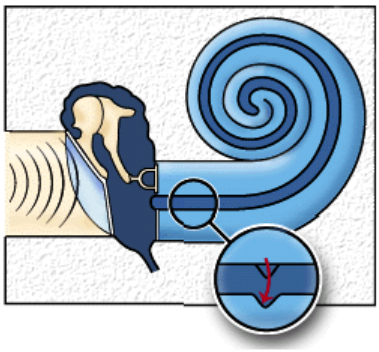


Abbildung 5: Funktionsweise der Schalleitung im Ohr (Quelle: [PAC])

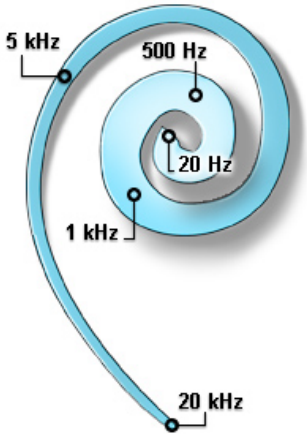


Abbildung 6: Orte der Empfindlichkeit für bestimmte Frequenzen in der Cochlea (Quelle: [PAC])

3.2 Das gesunde Innenohr

In der erbsengrossen Cochlea (Hörschnecke) passiert die Umwandlung der Schallwellen in Nervenreize. Die Cochlea macht eine Art Fourierzerlegung des Schallimpulses, weil sie an bestimmten Orten für bestimmte Frequenzen empfindlich ist. Sind an einem Ort die Haarsinneszellen geschädigt, tritt im entsprechenden Frequenzbereich eine Innenohrschwerhörigkeit auf. Abbildung 6 zeigt die Orte der Empfindlichkeit für verschiedene Frequenzen. Interessant ist dabei, dass hohe Frequenzen am Anfang der Schnecke und tiefe Frequenzen am Ende der Schnecke gehört werden.

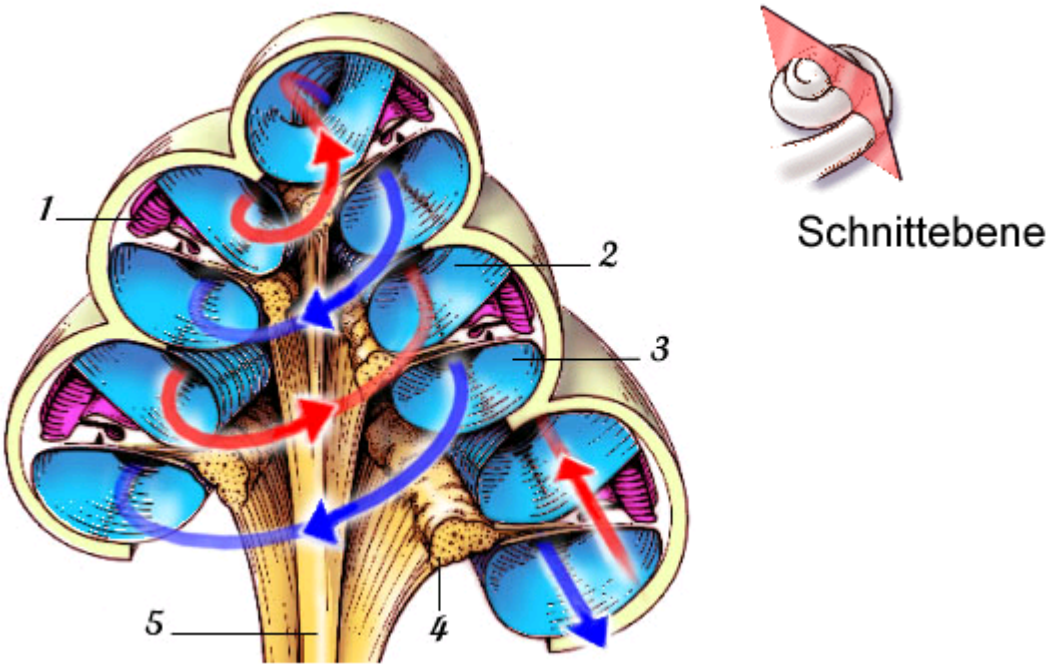


Abbildung 7: Schnitt durch die Cochlea. Die Schallwellen pflanzen sich in Richtung der roten bzw. blauen Pfeile fort. (Quelle: [PAC])

Abbildung 7 zeigt einen Schnitt durch die Windungen der Cochlea. Die Schneckengänge werden durch zwei Membrane in 3 Sektionen eingeteilt. Durch eine Sektion wandern die Schallwellen von Schneckenanfang zu Schneckenende (rote Pfeile) und von dort durch eine zweite Sektion wieder zum Schneckenanfang zurück (blaue Pfeile). In der dritten Sektion befinden sich das Cortische Organ und die Haarsinneszellen, welche die Schallwellen in Nervenimpulse umwandeln. Eine Vergrösserung eines Schneckenganges zeigt Abbildung 8.

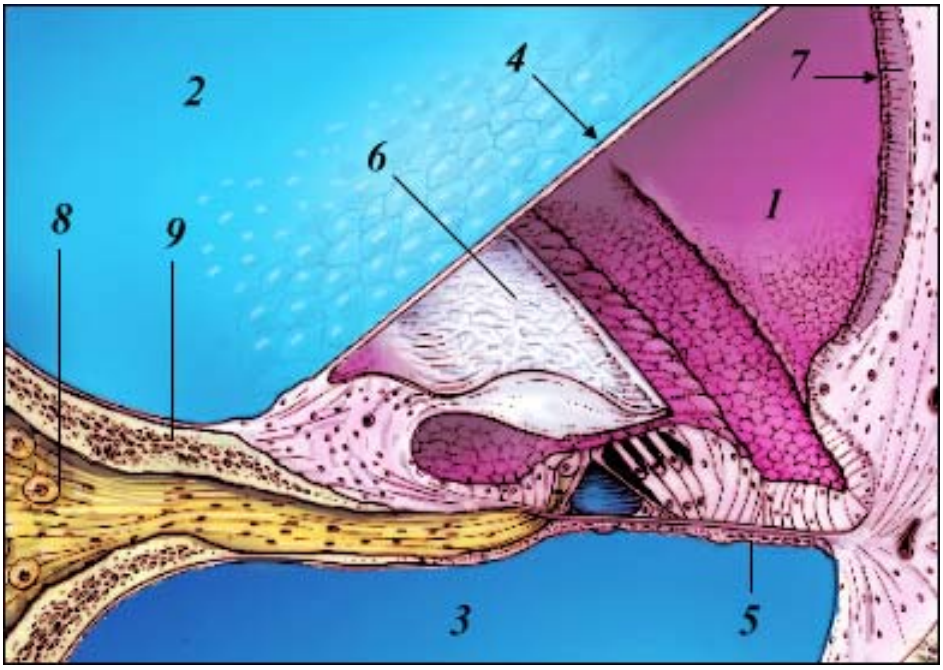


Abbildung 8: Vergrösserte Darstellung einer Schneckenwindung. In (2) und (3) wandern die Schallwellen vom Anfang zum Ende und zurück, (6) ist die Tektorialmembran, welche auf dem Cortischen Organ mit den Haarsinneszellen aufliegt. (Quelle: [PAC])

Die Abbildung 9 zeigt nun in einer weiteren Vergrösserung das Cortische Organ. Die Tektorialmembran liegt auf den äusseren und den inneren Haarzellen auf. In den Haarsinneszellen passiert nun der eigentliche Hörvorgang. Sie registrieren jede Bewegung der Tektorialmembran und

leiten den Reiz weiter an die Nervenzellen, welche mit dem Hirn verbunden sind. Je nachdem, an welchem Ort in der Cochlea die Reizung stattfindet, empfindet das Gehirn den Nervenimpuls als ensprechende Frequenz.

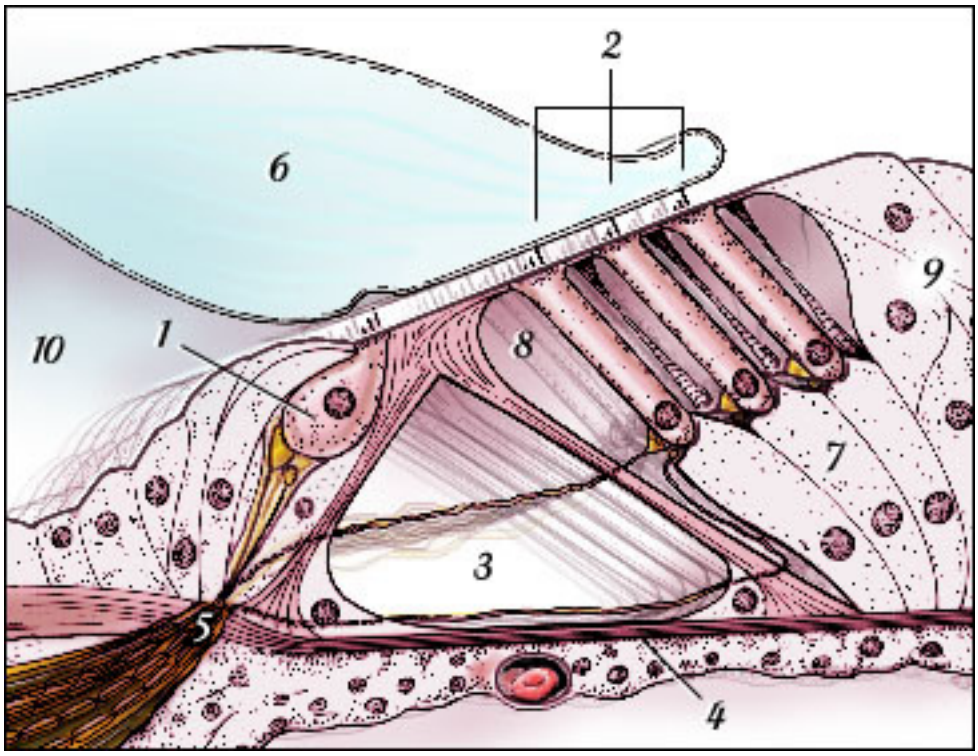


Abbildung 9: Das Cortische Organ. (6) ist Tektorialmembran, welche auf den äusseren Haareszellen (2) und den inneren Haareszellen (1) aufliegt. Die Nervenimpulse werden über den Nervenstrang (5) ins Gehirn weitergeleitet. (Quelle: [PAC])

Die Haarsinneszellen sind sehr feine Strukturen, ihre Grösse liegt im Bereich eines Mikrometers. Abbildung 10 zeigt eine mikroskopische Aufnahme des Cortischen Organes mit den Haarsinneszellen. Die äusseren Haarsinneszellen sind in drei Reihen je im Dreiecksmuster angelegt, die inneren Haarsinneszellen sind in linienförmigen Strukturen angelegt.

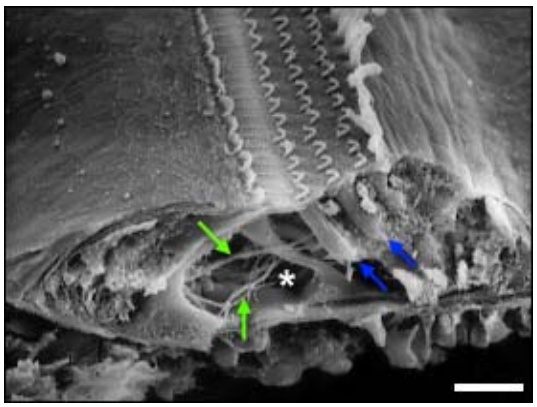


Abbildung 10: Mikroskopische Aufnahme des Cortischen Organes. Die Tektorialmembran wurde entfernt. Der Massstab (weisser Balken) beträgt 20 Mikrometer. (Quelle: [PAC])

3.3 Das geschädigte Innenohr

Ein Hörschaden durch Lärm entsteht im Innenohr durch Schädigung der Haarsinneszellen. Die Schwingungen bei zu hohen Lautstärken sind so energiereich, dass die Haarsinneszellen regelrecht abknicken und ihre Fähigkeit verlieren, die Schwingungen als Nervenreize weiterzuleiten. Zerstörte Haarsinneszellen regenerieren sich nicht mehr, die so entstandenen Hörschäden bleiben irreparabel. Wenn das Hörvermögen einmal verlorengegangen ist, lässt es sich nicht mehr zurückgewinnen.

Vorboten oder Anzeichen eines Hörverlustes sind Pfeifen in den Ohren (Tinnitus) oder die fehlende Fähigkeit, Töne mit höheren Frequenzen, wie etwa Musik, richtig wahrzunehmen. Oder es strengt an, Gespräche in geräuschvoller Umgebung zu verstehen.

Es gibt zudem sogenannte ototoxische Medikamente, zum Beispiel gewisse Antibiotika, die ebenfalls einen irreparablen Hörschaden hervorrufen können.

Abbildung 11 zeigt gesunde Haarsinneszellen in voller Grösse, während die Haarsinneszellen in Abbildung 12 gekrümmt sind. In diesem Stadium der Schädigung können sie sich innerhalb 7 bis 10 Tagen noch erholen. Sind die Haarsinneszellen jedoch abgebrochen (Abbildung 13), bleibt ein irreparabler Hörschaden bestehen.

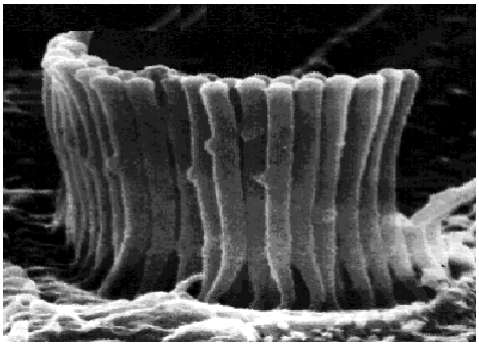


Abbildung 11: Gesunde Haarsinneszellen. (Quelle: [DNUW])

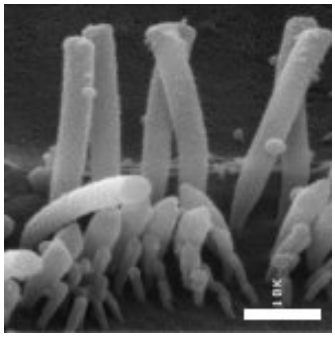


Abbildung 12: Gekrümmte Haarsinneszellen (Quelle: [PAC])

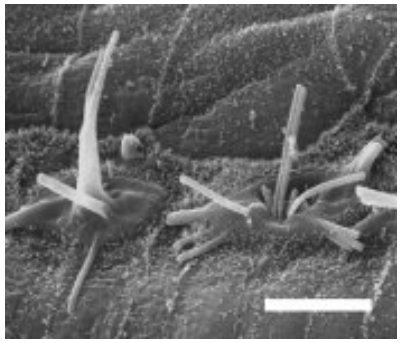


Abbildung 13: Abgebrochene Haarsinneszellen (Quelle: [PAC])

3.4 Auswirkungen der Innenohrschwerhörigkeit

Der Innenohrschwerhörige hat mit folgenden Problemen zu kämpfen:

- Die Hörschwelle ist heraufgesetzt. Töne werden erst bei einem erhöhtem physkalischem Schalldruck wahrgenommen.
- Das Empfinden der Lautheit (subjektiv empfundene Lautstärke) ist gestört. Ein Zuwachs des physikalischen Schalldruckes wird als überproportionale Zunahme der Lautstärke empfunden. Dieser Effekt rührt von der Schädigung des Cortischen Organes mit den Haarsinneszellen her. Dieses Phänomen heisst im Englischen „Recruitment“.
- Die Frequenzselektivität ist gestört. Ein Ton mit einer bestimmten Frequenz wird nicht mehr als einzelner Ton, sondern als Frequenzgemisch wahrgenommen, weil die Trennschärfe der einzelnen Faser im Hörnerv herabgesetzt ist. Siehe dazu auch [ST83] und [GB].

In der Literatur werden vor allem die ersten beiden Effekte, heraufgesetzte Hörschwelle und Recruitment, beachtet. In der vorliegenden Simulation wurden deshalb diese beiden Effekte berücksichtigt.

Kapitel 4 Aufbau des Simulators

Der Hörschadensimulator aus einer Datenverarbeitungseinheit und einer grafischen Benutzeroberfläche.

4.1 Installation der Hardware

Die Hardware wird gemäss Abbildung 14 angeschlossen.

- Die Verbindung der Quelle und der Senke mit der Signalverarbeitungseinheit kann mit normalen Audio-Kabeln mit Cinch-Steckern erfolgen. Aufgrund der beschränkten Rechenleistung ist die Simulation nur in Mono ausgeführt.
- Die Stromversorgung erfolgt über ein Netzkabel, welches auf der Rückseite des Gerätes angeschlossen wird.
- Die Verbindung des EZ-Kit Lite mit dem PC erfolgt über ein 9-poliges serielles Kabel an einen beliebigen COM-Anschluss des PC. Über dieses Kabel wird anschliessend die Kommunikation vom PC zum DSP ausgeführt.

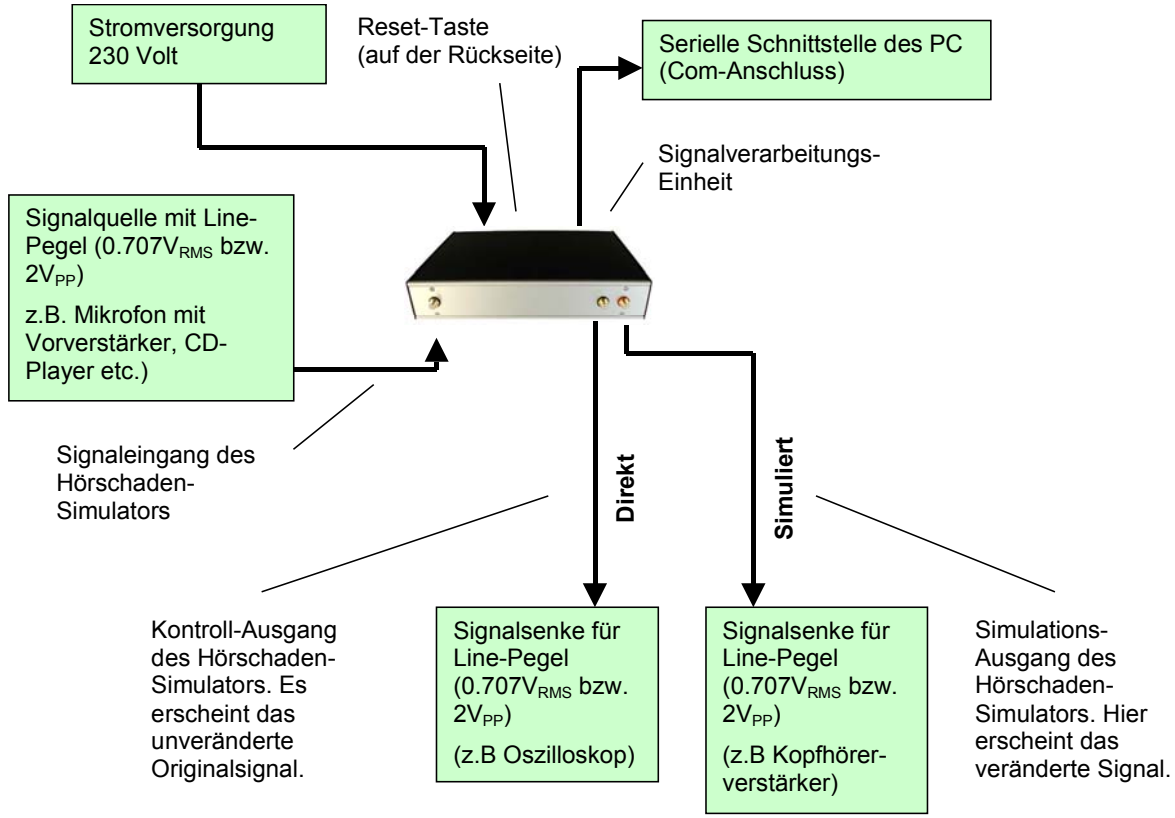


Abbildung 14: Hardware-Installation des Hörschaden-Simulators

Durch Einschalten der Stromversorgung Drücken der Reset-Taste auf der Rückseite der Datenverarbeitungseinheit wird der Simulator gestartet.

4.2 Installation der Software (Grafische Benutzeroberfläche)

Die Grafische Benutzeroberfläche ist in LabVIEW programmiert. Auf dem verwendeten PC muss LabView selbst jedoch nicht installiert werden. Es genügt, das gesamte Verzeichnis "GUI", welches sich auf dem beigelegten Datenträger befindet, in ein beliebiges Verzeichnis auf der Harddisk des PCs zu kopieren. Anschliessend kann durch Doppelklicken auf die Datei "Application.exe" die grafische Benutzeroberfläche gestartet werden.

4.3 Inbetriebnahme

Ist die Installation der Hard- und Software abgeschlossen, steht der Inbetriebnahme des Innenohr-Hörschadensimulators nichts mehr im Wege. In der grafischen Benutzeroberfläche kann der gewünschte Hörschaden eingestellt und per Knopfdruck auf den DSP heruntergeladen werden.

Kapitel 5 Grafische Benutzeroberfläche

Die grafische Benutzeroberfläche erlaubt es dem Benutzer, auf einfache Weise einen gewünschten Hörschaden einzustellen und simulieren zu lassen. Dazu wurde das gesamte Hörspektrum von 0Hz bis rund 20kHz insgesamt 14 Simulationsbänder unterteilt. Für jedes Simulationsband stehen zwei Regler zur Verfügung, einen für die lautstärkeabhängige Dämpfung (Recruitment) und eine für die lineare Dämpfung.

Abbildung 15 zeigt die Benutzeroberfläche mit den Reglern.

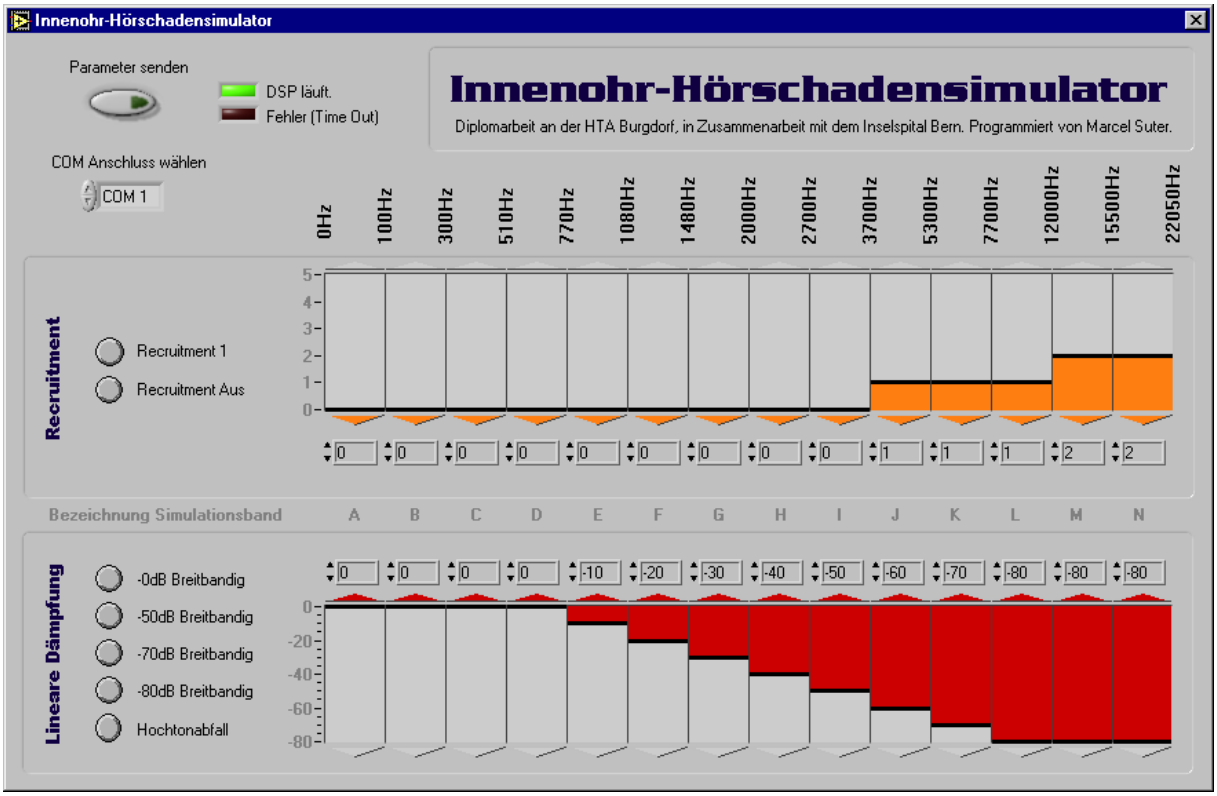


Abbildung 15: Erscheinungsbild der grafischen Benutzeroberfläche.

5.1 Einteilung der Simulationsbänder

Die Einteilung der Simulationsbänder erfolgte anhand der kritischen Bänder des menschlichen Gehörs. Der Übersichtlichkeit auf dem Bildschirm wegen, wurden meist zwei Kritische Bänder zu einem Simulationsband zusammengefasst. Eine Aufstellung der kritischen Bänder und der zugehörigen Frequenzbereiche ist in Anhang C zu finden.

5.2 Senden von neuen Parametern

Ist der gewünschte Hörschaden eingestellt, kann durch Wählen des korrekten COM-Ports (Serielle Schnittstelle) und Drücken der Taste "Parameter senden" die aktuelle Einstellung auf den DSP heruntergeladen werden. Während dem Herunterladen erlischt die Kontrolllampe "DSP läuft" und die Datenverarbeitungseinheit pausiert die Simulation. Das Herunterladen dauert rund eine halbe Sekunde. Sind alle Parameter heruntergeladen, leuchtet die Kontrolllampe "DSP läuft" wieder auf.

Kapitel 6 Grundprinzip der Simulation

6.1 Idee

Die Simulation des Hörschadens basiert auf einer zeitvarianten (zeitlich ändernden) Filterung. Das bedeutet, dass sich das Filter immer wieder ändert, und zwar rund 80 mal pro Sekunde. Das eigentliche Simulationselement ist ein "Finite Impulse Response"-Filter (FIR-Filter). Das Originalsignal passiert dieses FIR-Filter und erscheint als verändertes Ausgangssignal am Ausgang des Simulators. Das FIR-Filter wird nun periodisch neu berechnet und dem Originalsignal in geeigneter Weise angepasst. Das Kernproblem liegt also darin, dieses FIR-Filter zu berechnen. Dies soll sehr schnell geschehen, damit die Sprünge bei wechselndem FIR-Filter klein ausfallen.

Abbildung 16 zeigt das Blockdiagramm des Simulators. Der direkte Signalweg ist mit dicken Pfeilen angedeutet. Die restlichen Komponenten sind für die Berechnung des ändernden FIR-Filters zuständig. Die Filterlänge des FIR-Filters beträgt N=512. Der Eingangsringspeicher jedoch besteht aus 1371 Elementen und ist gleichzeitig für eine Verzögerung der Daten vor der Faltung zuständig.

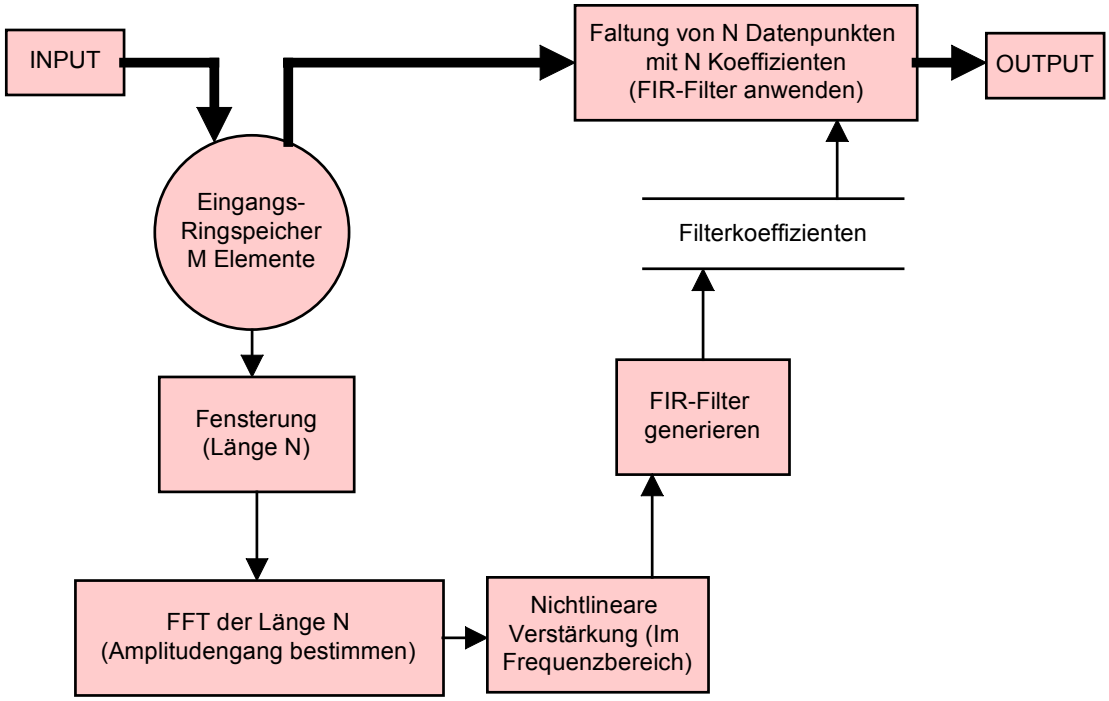


Abbildung 16: Blockdiagramm des Hörschaden-Simulators

In den folgenden Unterkapiteln werden die Komponenten kurz beschrieben. Ein ausführlicher Beschrieb folgt in den nächsten Hauptkapiteln.

6.2 Komponenten

6.2.1 Eingangs-Ringspeicher

Dieser Ringspeicher speichert die eingehenden Daten. Er ist M Elemente gross, wobei M>N. Somit kann eine Verzögerung der Signale erreicht werden. Dies ist notwendig, damit die Daten, auf denen das neu berechnete Filter beruht, mit ebendiesem Filter gefaltet werden.

6.2.2 Fensterung

Die Fensterung multipliziert die Originaldaten mit einem ebensolangen Set von Koeffizienten. Dies ist eine Vorbereitung auf die nachfolgende Stufe. Durch die Fensterung kann die Frequenzselektivität der diskreten Fouriertransformation beeinflusst werden.

6.2.3 FFT

Der mit FFT bezeichnete Block berechnet vom gefensterten Originalsignal die diskrete Fouriertransformierte (DFT). Da die Blocklänge eine Potenz von 2 ist (2^9=512), kann der schnelle "Fast Fourier Transformation"-Algorithmus verwendet werden.

Aus den komplexen Zahlen, die der FFT-Algorithmus liefert, muss nun noch das Betragsspektrum gebildet werden. Ausgehend vom Imaginär- und Realteil der DFT wird der Betrag bestimmt, um für jede Frequenz die Amplitude zu erhalten. Die Phaseninformation wird verworfen.

6.2.4 Nichtlineare Dämpfung

Dies ist das eigentliche Herzstück des Simulators. Hier passiert die nichtlineare Verstärkung, welche die Hörstörung simulieren soll. Jeder der Koeffizienten des Spektrums wird mit einer Zahl aus der Liste mit den sogenannten R-Werten potenziert (nichtlineare Dämpfung), und dann mit einer zweiten Zahl aus der Liste mit den sogenannten D-Werten multipliziert (lineare Dämpfung). So ist es möglich, den Grad des Recruitments (durch die erste Zahl) und eine lineare Dämpfung (durch die zweite Zahl) für jede Frequenz vorzugeben.

Die Simulation des Recruitments durch Potenzieren der Lautstärke wird in [MG93] beschrieben.

6.2.5 FIR-Filter generieren

Aus dem nach der nichtlinearen Dämpfung erhaltenen Filterspektrum soll nun ein entsprechendes FIR-Filter gebildet werden. Dazu kommt das sogenannte Frequency-Sampling Verfahren zum Einsatz. Aus dem diskretisierten Spektrum wird mittels IDFT (inverse diskrete Fouriertransformation) ein FIR-Filter berechnet. Die Koeffizienten des FIR-Filters werden anschliessend in einem Zwischenspeicher abgelegt.

6.2.6 Faltung

Das nun berechnete FIR-Filter wird auf das Originalsignal angewendet. Die Samples des Originalsignals werden mit den Koeffizienten gefaltet und an den Ausgang weitergeleitet.

Kapitel 7 Der Eingangs-Ringspeicher

Der Eingangs-Ringspeicher hat mehrere Aufgaben. Einerseits dient er als Datenquelle für die Fensterung. Andererseits bezieht auch die Faltungsroutine ihre Daten aus diesem Ringspeicher. Abbildung 17 zeigt die Aufteilung des Ringspeichers.

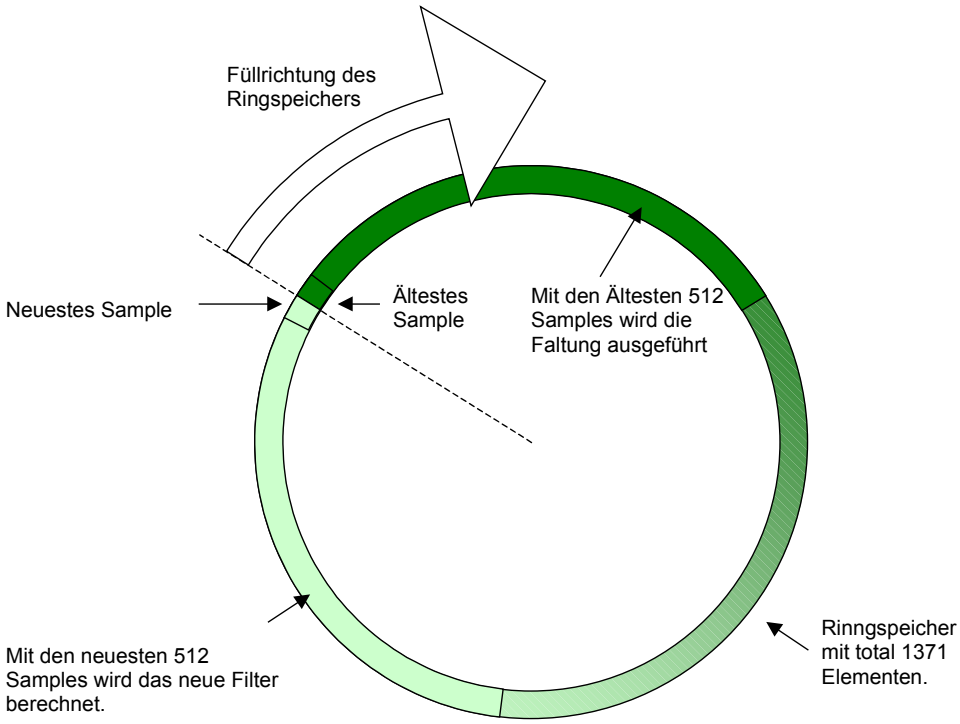


Abbildung 17: Eingangs-Ringspeicher

Sobald ein neues Sample vom AD-Wandler eintrifft, wird das aktuell älteste Sample mit diesem neuen Sample überschrieben.

Die Länge des Ringspeichers bestimmt die Verzögerung der Daten. Diese Verzögerung ist gewollt. Damit kann erreicht werden, dass die Daten, mit denen ein neues Filter berechnet wird, mit ebendiesem Filter gefiltert werden. Abbildung 18 zeigt diesen Zusammenhang.

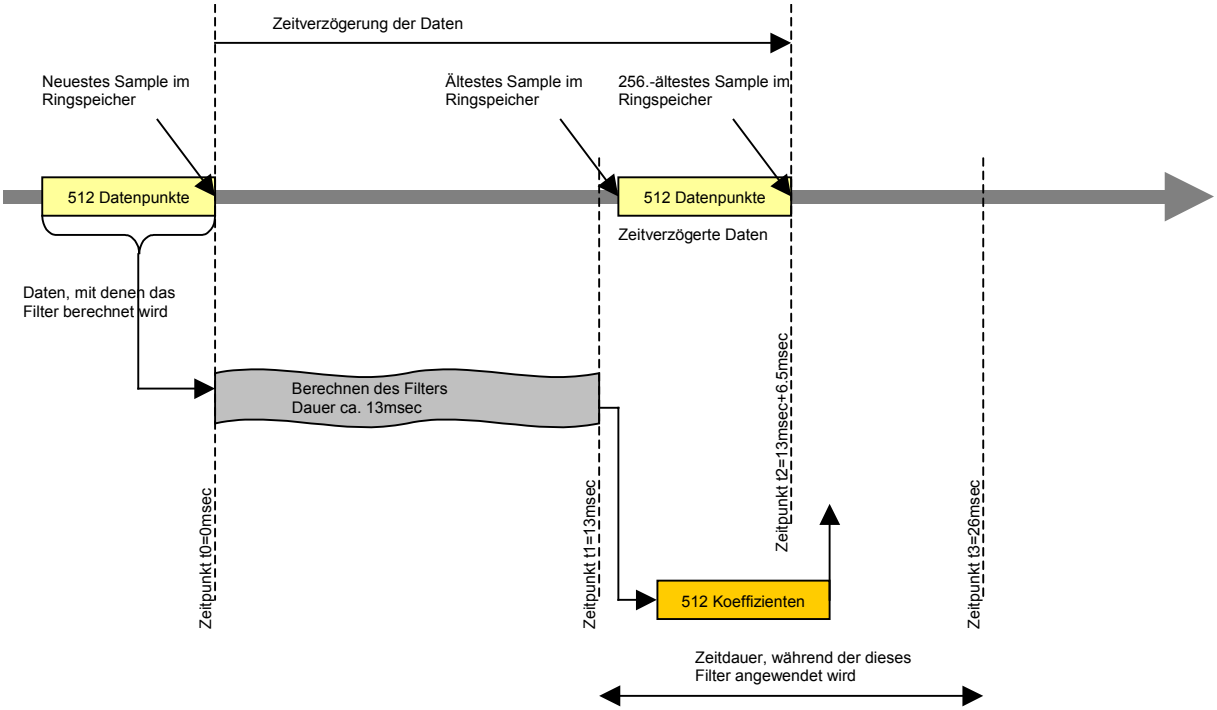


Abbildung 18: Realisierung der Zeitverzögerung mit dem Eingangs-Ringspeicher

Zum Zeitpunkt t_0 beginnt die Berechnung eines neuen Filters. Diese dauert ca. 13 Millisekunden und ist zum Zeitpunkt t_1 abgeschlossen. Anschliessend wird das berechnete Filter während weiteren 13 Millisekunden angewendet. Damit nun die berechneten Filterkoeffizienten auf die entsprechenden Daten angewendet werden, müssen diese Daten bis zum Zeitpunkt t_2 verzögert werden. Die notwendige Länge des Ringspeichers berechnet sich aus dieser Zeitverzögerung plus zusätzlichen 512 Speicherplätzen, die für die Faltung benötigt werden. Die Speicherlänge beträgt dann

$$M = (t_3 - t_0) \cdot f_s + 512 = 1371 \text{ Speicherplätze}$$

Die schlussendliche Verzögerung vom Eingangssignal zum Ausgangssignal der Simulation ist noch etwas grösser; es kommt noch die Gruppenlaufzeit des Filters hinzu. Diese beträgt noch einmal 5.804 Millisekunden womit die Gesamtverzögerung 25.3 Millisekunden beträgt. Das Funktionieren dieser Verzögerung wurde ausgemessen. Das Messprotokoll ist in Anhang C zu finden.

Kapitel 8 Die Fensterung

Der Funktionsblock "Fensterung" bezieht seine Daten aus dem Eingangs-Ringspeicher und wendet auf diese Daten ein Fenster an. Dies dient als Vorbereitung auf die nachfolgende Fourier-Transformation.

Die Diskrete Fouriertransformation liefert nur den exakten Amplitudenwert einer Frequenz, wenn die Signalperiode ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastperiode ist. Siehe dazu Abbildung 19.

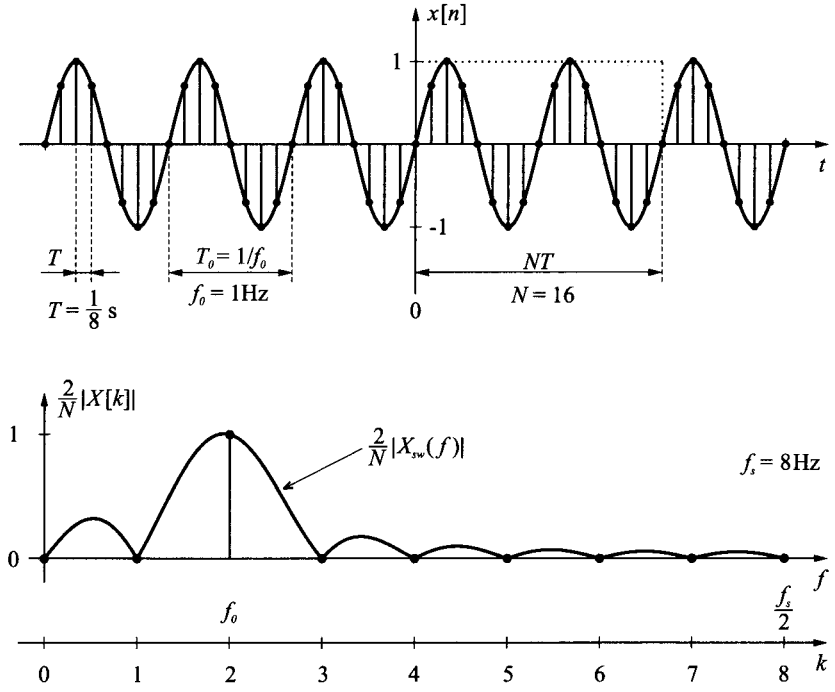


Abbildung 19: DFT einer Sinusschwingung, wobei die Fensterlänge gleich dem Zweifachen der Periodendauer ist. (Quelle: DVG01])

Die Diskrete Fourier Transformation (DFT) geht immer von periodischen Signalen aus. Dies ist jedoch bei einem kontinuierlichen Signal, wie es Sprache oder Musik darstellt, nicht der Fall.

Wenn die gewählte Abtastperiode nicht einem ganzzahligen Vielfachen des Signales besteht, tritt ein Effekt auf, der als „Verschmieren“ oder „Lecken“ bezeichent wird. Deshalb ergeben sich Nebenprodukte zusätzlich zu der Hauptamplitude. Die Hauptamplitude tritt zudem nicht bei der eigentlichen Signalfrequenz auf, sondern leicht daneben. Siehe dazu Abbildung 20.

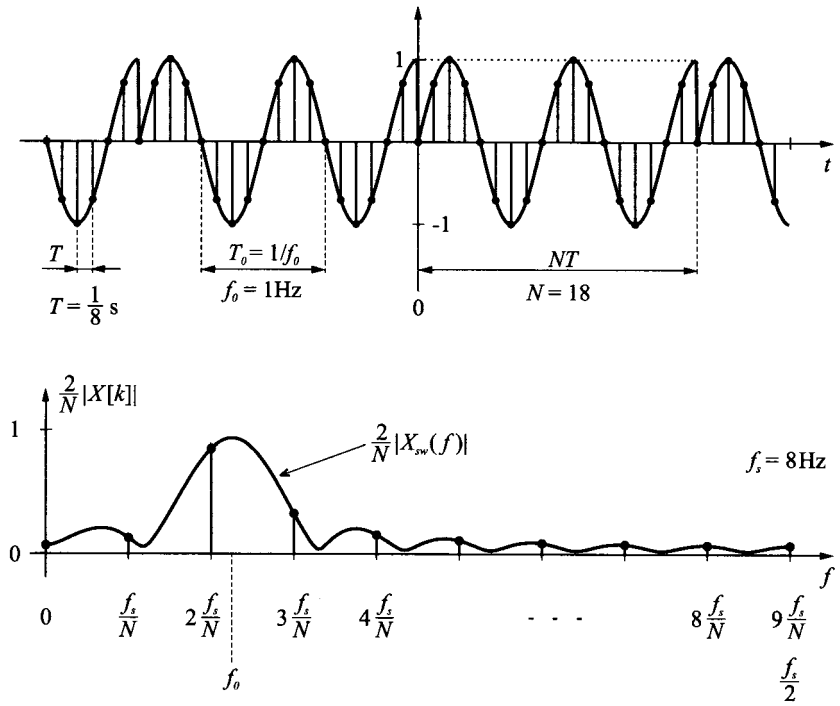


Abbildung 20: DFT einer Sinusschwingung, wobei die Fensterlänge gleich dem 2.25-fachen der Periodendauer ist. (Quelle: DVG01])

Durch eine geeignete Fensterung (Multiplikation des Originalsignals im Zeitbereich mit geeigneten Fensterkoeffizienten) können nun die Nebenprodukte der Hauptamplitude gedämpft werden. Mit der Wahl der Fensterkoeffizienten kann die Frequenzselektivität (Frequenzauflösung der DFT) und die Dämpfung der Nebenprodukte bestimmt werden.

Für den Hörschadensimulator muss die DFT nur eine schwache spektrale Auflösung haben, der Hauptlappen des Fensters darf deshalb breit sein. Die Dämpfung der Nebenlappen ist somit umso besser. Durch ein solches Fenster können die Amplitudenmaxima im Spektrum zuverlässig detektiert werden.

Aufgrund von Versuchen mit der Audio-Software CoolEdit wähle ich ein Blackman-Harris Fenster aus. Matlab kann dieses Fenster mit dem Befehl "blackmanharris" berechnen. Das in der Simulation verwendete Blackman-Harris Fenster ist in Abbildung 21 dargestellt.

Die Koeffizienten des Fensters haben ein Format von 3.13, das heisst einen maximalen Betrag von 2^{13}=8192. Zum Verständnis der Bezeichnung des Zahlenformats wird auf die Literatur [AFUM95] verwiesen. Die ersten 3 Bits der Fensterkoeffizienten sind Vorzeichenbits, welche allerdings immer 0 sind. Das Fenster besteht somit nur aus positiven Zahlen. Der maximale Betrag des Fensters ist nur 2^{13} statt 2^{15}, um zwei sogenannte "Guard Bits" zu gewährleisten. Diese Guard Bits sind notwendig, um einen Überlauf bei der Berechnung der DFT mit dem FFT-Algorithmus zu vermeiden. Weitere Informationen über die Guard Bits sind in [DSPA92] zu finden.

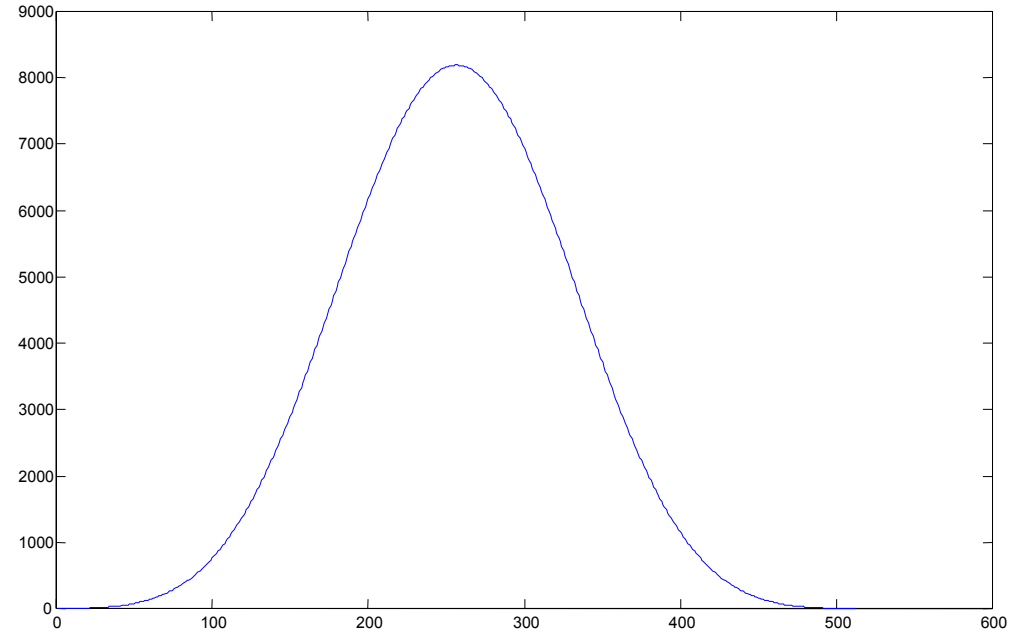


Abbildung 21 : Blackman-Harris-Fenster für die Fensterung (Die 512 Koeffizienten sind bereits auf 14bit vorzeichenbehaftet umgerechnet. Dies wird auch als 3.13-Format bezeichnet.

Dieses Fenster hat den in Abbildung 22 gezeigten Frequenzgang

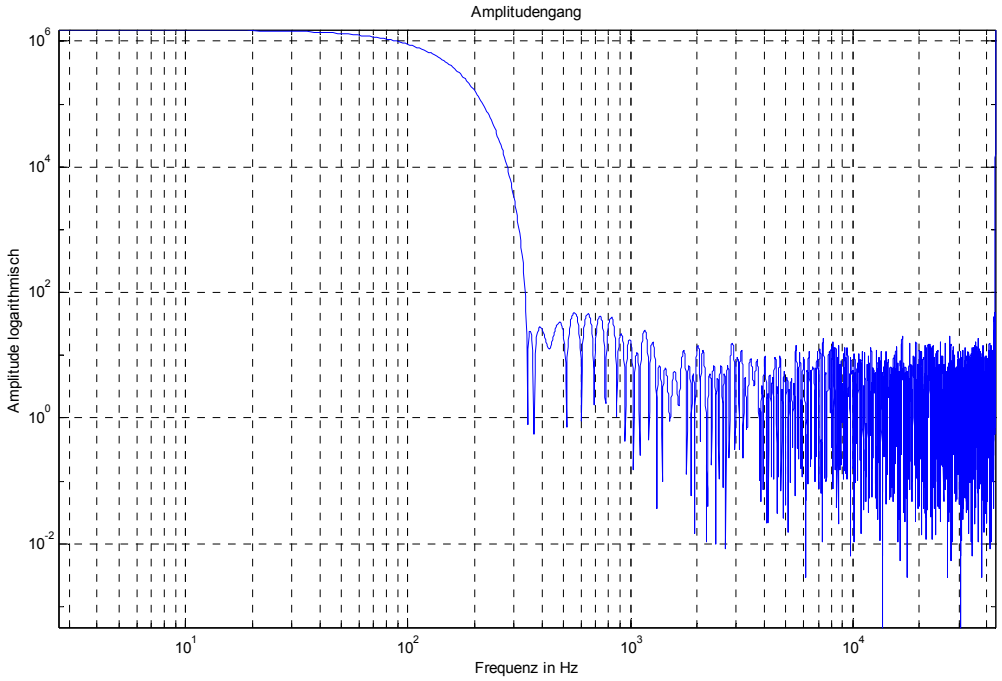


Abbildung 22: Frequenzgang des auf 14bit (vorzeichenbehaftet) quantisierten Blackman-Harris-Fensters

Kapitel 9 Die FFT am Eingang

Diese Funktionseinheit hat die Aufgabe, den Amplitudengang des gefensterten Originalsignals zu berechnen. Aufgrund dieses Amplitudenganges wird später das FIR-Filter berechnet.

Der FFT-Algorithmus ist eine Methode zum schnellen Berechnen der DFT (Diskrete Fourier Transformierte). Dazu wird das Originalsignal in zwei gleichgrosse Hälften geteilt. Diese Hälften werden wiederum geteilt, so lange, bis nur noch Blöcke von 2 Samples vorhanden sind. Von diesen "Mini-Blöcken" kann nun die DFT auf einfache Weise berechnet werden. Anschliessend werden die DFT's dieser Blöcke so zusammengeführt, dass schlussendlich die DFT des ursprünglichen Signales erhalten wird. Eine Einführung in diese Methode findet man bei [AD].

Weiterführende Hinweise sind in [DVG01] und [DSPA92] zu finden.

9.1 Routine von Analog Devices

[DSPA92] stellt eine funktionstüchtige FFT-Routine zur Verfügung, die vom Hörschadensimulator verwendet wird. Weitere Informationen zur Funktionsweise sind dort zu finden.

9.2 Betragsbestimmung

Der Real- und Imaginärteil der DFT wird anschliessend zu einem Betrag verrechnet, indem der Real- und Imaginärteil je potenziert, addiert und anschliessend die Quadratwurzel bestimmt wird. Dies entspricht dem Vorgehen zur Bestimmung der Länge Hypotenuse in einem rechtwinkligen Dreieck. Abbildung 23 zeigt dieses Vorgehen.

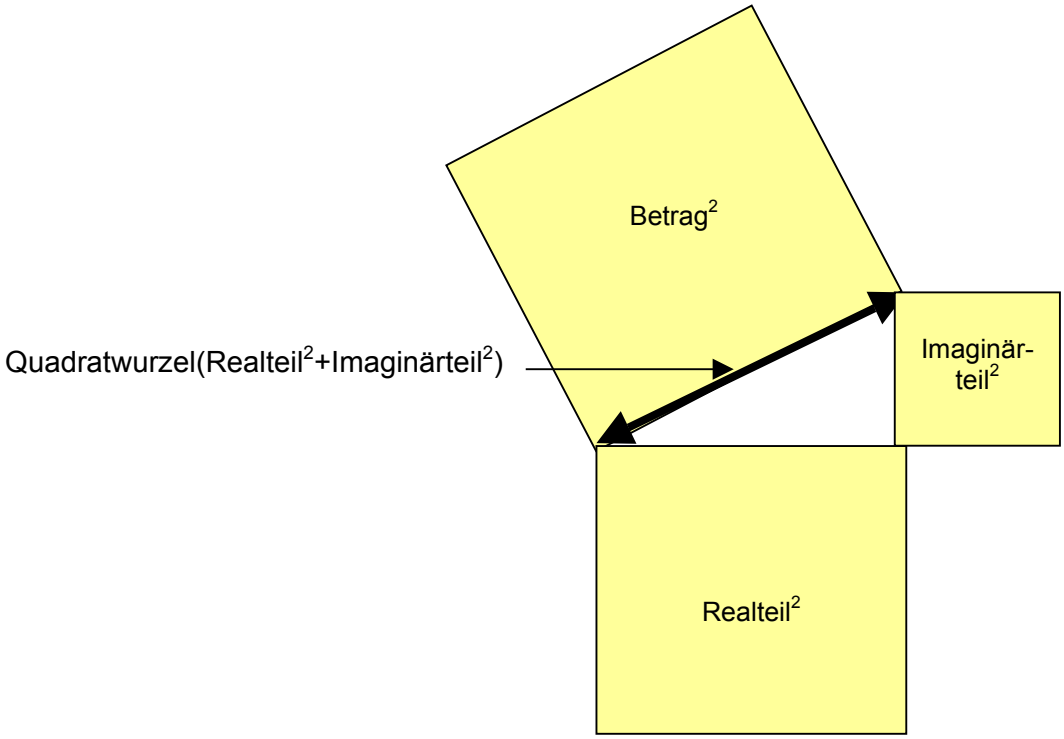


Abbildung 23: Berechnung des Betrages aus Real- und Imaginärteil

Kapitel 10 Die nichtlineare Dämpfung

Bei der Simulation des Hörschadens geht es darum, eine bestimmte (Eingangs-)Lautstärke einer anderen (Ausgangs-)Lautstärke zuzuordnen. Dies ist, mathematisch betrachtet, eine Funktion, die bestimmten Werten bestimmte andere Werte zuordnet. Die Ausgestaltung dieser Funktion bestimmt, wie die Simulation sich verhält, wie realistisch sie also ist.

Moore, Glasberg und Vickers [MGV99] zeigen eine solche Zuordung der Lautstärkepegel für eine bestimmte Person bei verschiedenen Lautstärken und verschiedenen Frequenzen.

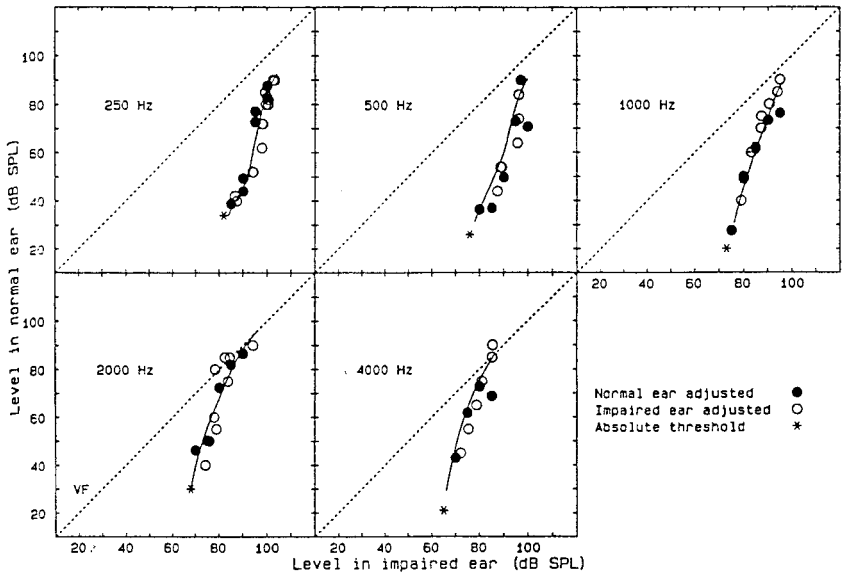


FIG. 3. Loudness-matching functions for subject VF for sinusoidal stimuli with frequencies of 250, 500, 1000, 2000, and 4000 Hz. Each panel shows results for a different signal frequency. Asterisks show the absolute threshold for each ear. The curves show predictions of the loudness model. The diagonal dotted lines indicate equal levels in the two ears. The data are taken from Moore and Glasberg (1997).

Abbildung 24: Zuordung der Lautstärkepegel bei einer bestimmten Person bei verschiedenen Frequenzen. Die gestrichelte Linie zeigt die Kennlinie eines normalen Ohres (Quelle: [MGV99])

Es fällt auf, dass die Werte nicht nur unter der Hörkurve eines normalen Ohres liegen, sie steigen auch steiler an, als der Normwert (gestrichelte Linie). Dies wird als Recruitment bezeichnet.

Ensprechend dem Vorschlag in [MG93] werden in der Simulation zwei Parameter verwendet, einerseits einen Paramter für das Recruitment, genannt R-Parameter, und einen für die lineare Dämpfung, genannt D-Parameter.

10.1 Lautstärkeabhängige Dämpfung

Um nun für jede Frequenz eine lautstärkeabhängige Dämpfung zu erreichen, werden die Pegel jeder Frequenz potenziert. Diese Potenz wird als R-Parameter oder R-Wert bezeichnet. Der Einfachheit halber können nur ganzahlige Potenzen vorgegeben werden. Im Code wird dies durch mehrmaliges Multiplizieren der Zahlen mit sich selber realisiert.

Beispiele:

- Hat die Potenz bei einer bestimmten Frequenz den Wert 0, so ist das Resultat 1 und es wird bei dieser Frequenz keine lautstärkeabhängige Dämpfung simuliert.
- Hat die Potenz bei einer bestimmten Frequenz den Wert 1, so ist das Resultat die Zahl selbst und es wird bei dieser Frequenz ein Recruitment mit dem Wert 1 simuliert. Dies entspricht in [MG93] dem Wert N=2.
- Hat die Potenz bei einer bestimmten Frequenz den Wert 2, so ist das Resultat das Quadrat der Zahl und es wird bei dieser Frequenz ein Recruitment mit dem Wert 2 simuliert. Dies entspricht in [MG93] dem Wert N=3.

Abbildung 25 zeigt grafisch das Resultat der Zuordnung der Lautstärken dieser Beispiele für eine bestimmte Frequenz.

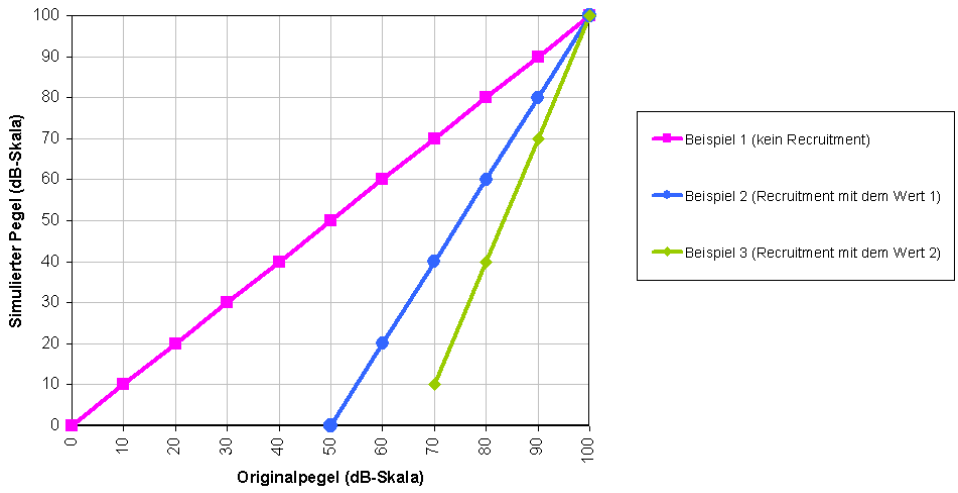


Abbildung 25: Zuordnung der Lautstärken in den Beispielen für das Recruitment

10.2 Lautstärkeunabhängige Dämpfung

Bei der lautstärkeunabhängigen (linearen) Dämpfung werden die Pegel jeder Frequenz mit einem Faktor , der kleiner als 1 ist, multipliziert.

In der grafischen Benuzeroberfläche kann diese Dämpfung in dB vorgegeben werden. Diese Werte (in dB) werden als D-Werte oder D-Parameter bezeichnet. Im Code werden diese dB-Werte in lineare Faktoren im Bereich von 0 bis 1 umgerechnet, bevor die Multiplikationen ausgeführt werden.

Beispiele:

- Wird für eine bestimmte Frequenz die Dämpfung 0dB vorgegeben, wird der entsprechende Amplitudenwert mit dem Faktor 1 multipliziert.
- Wird für eine bestimmte Frequenz die Dämpfung 20dB vorgegeben, wird der entsprechende Amplitudenwert mit dem Faktor 0.1 multipliziert.
- Wird für eine bestimmte Frequenz die Dämpfung 50dB vorgegeben, wird der entsprechende Amplitudenwert mit dem Faktor 0.00316 multipliziert.

zeigt grafisch das Resultat der Zuordnung der Lautstärken dieser Beispiele für eine bestimmte Frequenz.

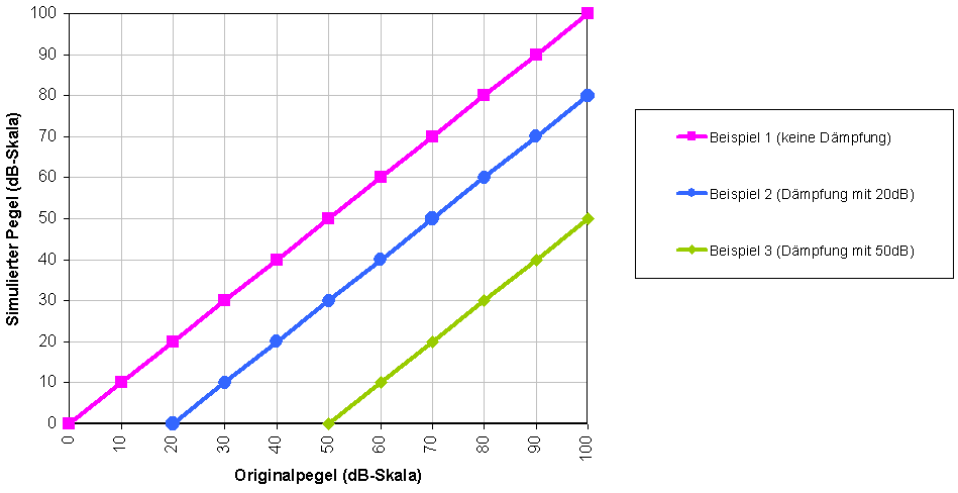


Abbildung 26: Zuordnung der Lautstärken in den Beispielen für die lineare Dämpfung

Das in der Frequenzebene entworfene Filter wird anschliessend mit der "Frequency Sampling Method" in ein Set von Koeffizienten umgerechnet.

Kapitel 11 Generieren des FIR-Filters

Aus dem gewünschten Amplitudengang soll nun ein FIR-Filter mit ebendiesem Amplitudengang berechnet werden. Eine einfache und für den Hörschadensimulator geeignete Methode zum Berechnen von FIR-Filtern ist die sogenannte Frequency-Sampling Methode.

11.1 Funktionsweise des Frequency-Sampling Verfahrens

Bei der Frequency-Sampling-Methode wird der gewünschte Frequenzgang an bestimmten Punkten vorgegeben. Diese Frequenzpunkte werden auch als Abtastpunkte bezeichnet. Ausgehend von diesem "Abgetasteten Frequenzgang" können nun durch eine inverse DFT die Koeffizienten berechnet werden. Damit das Filter nach der Rücktransformation reelle Koeffizienten enthält, hat der Frequenzgang bei $f_s/2$ eine Spiegelsymmetrie.

DFT statt IDFT verwenden

Da für die Berechnung des Amplitudengangs des Eingangssignals bereits ein FFT-Algorithmus benutzt wird, ist es sinnvoll, auch für die Berechnung des FIR-Filters diesen Algorithmus zu benutzen. Dies ist möglich, wie die Gleichungen 1 und 2 zeigen. Die DFT und die IDFT unterscheiden sich nur durch einen Skalierungsfaktor. Somit ist es ohne weiteres möglich, den bereits bestehenden Code zu benutzen.

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-jkn\frac{2\pi}{N}}, \qquad k = 0, 1, 2, \ldots, N-1 . \qquad \text{Gleichung 1}$$

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{jkn\frac{2\pi}{N}}, \qquad n = 0, 1, 2, \ldots, N-1 . \qquad \text{Gleichung 2}$$

Der Amplitudengang eines mit der Frequency-Sampling-Methode berechneten Filters ist nur an den vorgegebenen Abtastpunkten exakt. Für die Frequenzen zwischen den Abtastpunkten können beträchtliche Abweichungen von der gewünschten Amplitude entstehen, obwohl der Abstand der Abtastpunkte relativ klein ist. Bei dem verwendeten FIR-Filter mit 512 Koeffizienten und einer Abtastfrequenz von 44.1kHz beträgt der Abstand zwischen den exakt beeinflussbaren Freqenzen (Abtastpunkte) 86.13Hz.

Der exakte Amplitudengang des berechneten Filters ist auch vom Phasengang abhängig, wie die Abbildung 27 und die Abbildung 28 zeigen. Das Filter in Abbildung 27 hat einen linearen Phasengang und einen ziemlich ebenen Amplitudengang, das Filter in Abbildung 28 hat einen Phasengang, der überall 0 ist. Daraus resultiert ein Amplitudengang, der in den vorgegebenen Punkten zwar ebenfalls exakt ist, dazwischen gibt es jedoch unerwünschte Überhöhungen.

Durch eine spezielle Skalierung des gewünschten Frequenzgangs (Hinzufügen von Phaseninformation) kann mittels einer normalen (nicht inversen) DFT die Impulsanwort eines Filters wie in Abbildung 27 berechnet werden. Die Punkte der Impulsantwort sind bei einem FIR-Filter gleichbedeutend mit den Koeffizienten. So ist es möglich, mit sehr wenig Aufwand dieses Filter zu berechnen.

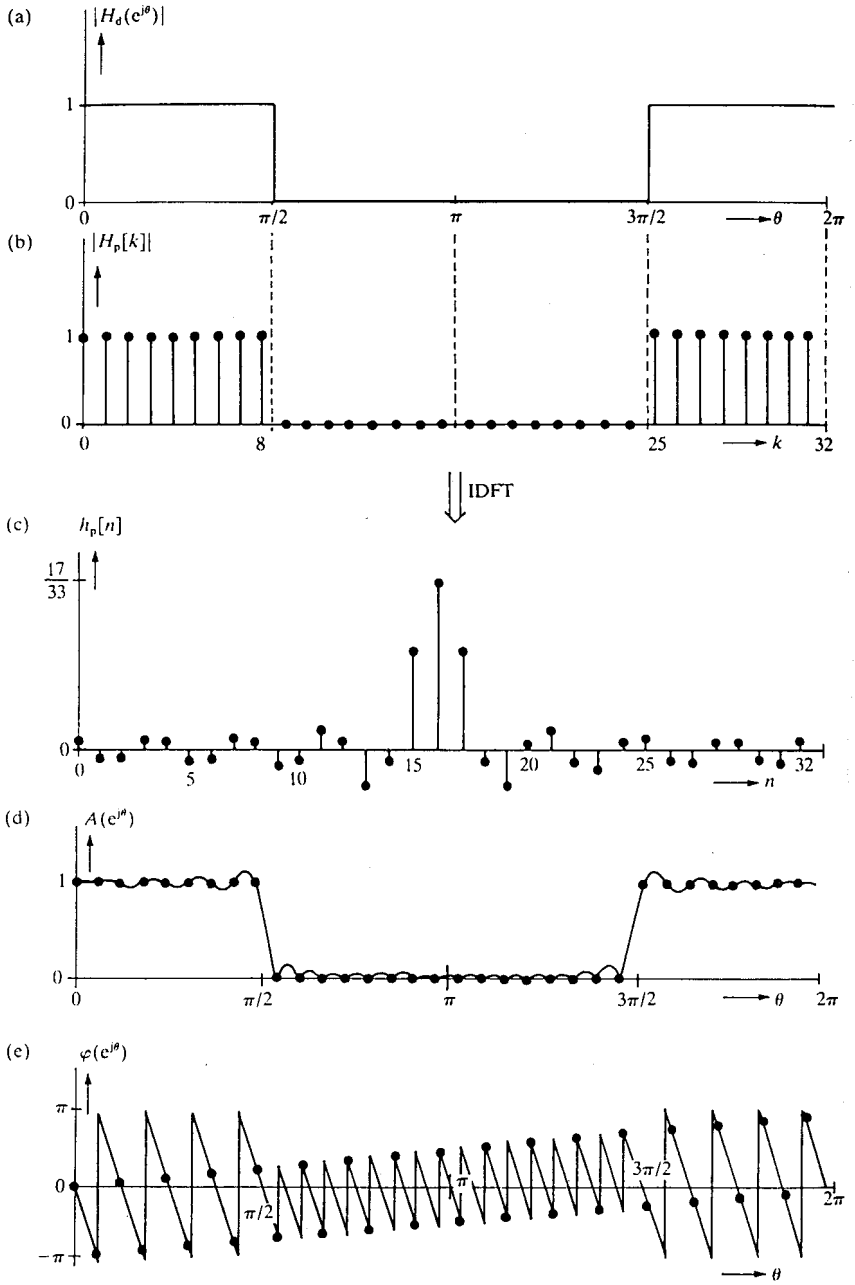


Abbildung 27: Frequency-Sampling-Methode: (a) gewünschte Amplitudencharakteristik, (b) abgetastete Amplitudencharakteristik, (c) erhaltene Impulsantwort mittels IDFT, (d) exakter Amplitudenverlauf, (e) dazugehörender Phasengang. (Quelle: [EV90])

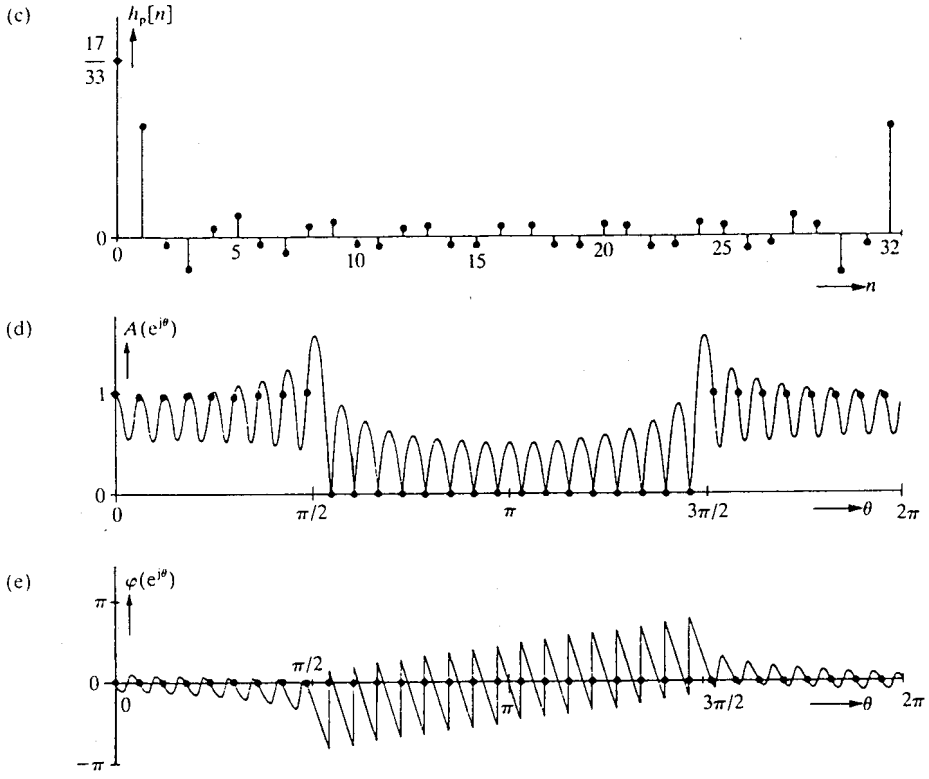


Abbildung 28: Frequency-Sampling-Methode mit anderer Phasencharakteristik. Die Impulsantwort in (c) wird erhalten, wenn der Phasengang in (e) verwendet wird. Der exakte Amplitudengang verändert sich nun zu (d). (Quelle: [EV90]).

In der aktuellen Implementation ist der Phasengang linear ansteigend, was sich in einer konstanten Gruppenlaufzeit äussert. Die Zeitverzögerung des Signalses ist so zwar maximal, vom Amplitudengang her ist dies jedoch die optimalste Variante. Dies entspricht einem Filter in Abbildung 27.

Der Simulator verwendet ein FIR-Filter mit 512 Koeffizienten. Ein solches FIR-Filter kann insgesamt 512 Frequenzen direkt beeinflussen. Diese Frequenzpunkte sind gleichmässig über das gesamte zur Verfügung stehende Frequenzband von 0Hz bis 44.1kHz verteilt, wobei bei $f_s/2$ eine Spiegelsymmetrie auftritt. Die Tabelle in Anhang B gibt darüber Auskunft, welche Frequenz von welchem Frequenz-Abtastpunkt direkt beeinflusst wird.

Für eine noch detailliertere Beschreibung des Frequency-Sampling-Verfahrens wende man sich an die Literatur. In [EV90, Seite 217ff] und in [SDS88, Seite 265ff] wird das Verfahren beschrieben.

11.2 Visualisierung eines berechneten Filters

Die folgenden Abbildungen zeigen ein Filter, welches der DSP anhand eines vorgegebenen Amplitudenganges berechnet hat. Die Abtastpunkte für den Amplitudengang und die Filterkoefizienten wurden direkt aus dem Speicher des DSP geholt und mit Matlab visualisiert. Der Phasen- und Amplitudengang sowie die Pole und Nullstellen wurden in Matlab aus den Filterkoeffizienten berechnet.

Abbildung 29 zeigt den vorgegebenen Frequenzgang. Er entspricht einer Dämpfung von 80dB im Simulationsband F, und keiner Dämpfung in allen anderen Bändern. Weitere Erklärung zu den Simulationsbändern sind in Kapitel 5 zu finden.

Die Abbildung 30 bis Abbildung 33 zeigen die verschiedenen Eigenschaften des Filters. Es ist klar ersichtlich, dass das Filter dem vorgegebenen Amplituden- und Phasengang entspricht.

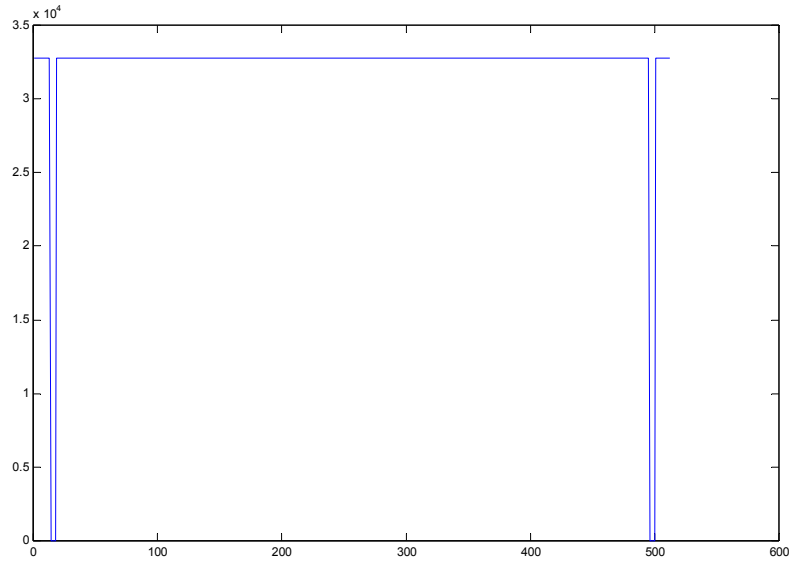


Abbildung 29: Vorgegebener Amplitudengang für eine Filterberechnung mit dem Frequency-Sampling-Verfahren. Er besteht aus 512 Abtastpunkten, wobei der Wert 0 einer unendlich starken Dämpfung und der Wert 32767 (2^{15}) keiner Dämpfung entspricht.

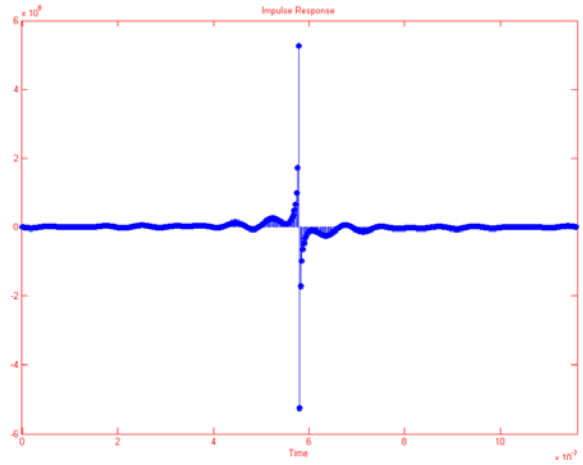


Abbildung 30: Impulsantwort des FIR-Filters. Die Werte entsprechen gleichzeitig den einzelnen Koeffizienten.

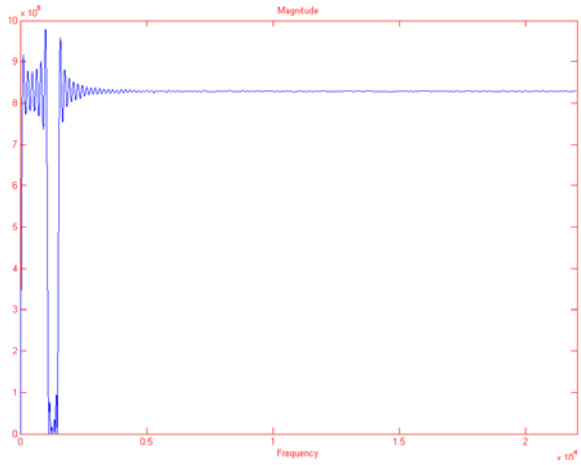


Abbildung 31: Amplitudengang des FIR-Filters mit linearer Y-Achse.

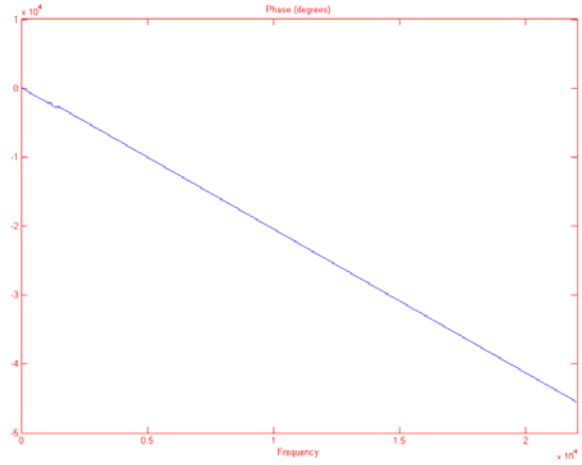


Abbildung 32: Phasenggang des FIR-Filters

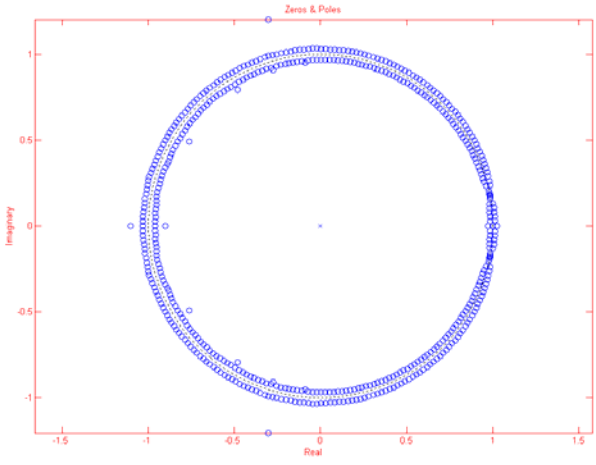


Abbildung 33:Pol-/Nullstellendiagramm des FIR-Filters

Kapitel 12 Die Faltung

Die Faltung der Daten findet in der sogenanten "Interrupt Service Routine" des seriellen Ports 0 statt. Jedesmal, wenn der Codec einen neuen Abtastwert (Sample) bereitstellt, wird diese Routine aufgerufen. Hier findet die Faltung sowie das Umkopieren der neuberechneten Filter statt.

12.1 Die Faltung als Simulationselement

Die Faltungsroutine faltet die Samples des originalen Datenstroms mit dem neu berechneten Filter. Dieser Vorgang bewirkt, dass der Datenstrom mit dem Frequenzgang des Filters gefiltert und somit die Amplitude jeder Frequenz so verändert wird, wie es notwendig ist, um die Hörstörung zu simulieren. Die gefalteten Samples werden an den Digital-Analog-Wandler weitergeleitet, welcher sie in analoge Spannungswerte umsetzt.

Abbildung 34 zeigt den Vorgang des Faltens. Um den Ausgangswert y[n] zu erhalten, werden N zeitverzögerte Samples mit je dem zugehörigen Koeffizienten bx multipliziert und aus den Resultaten die Summe gebildet.

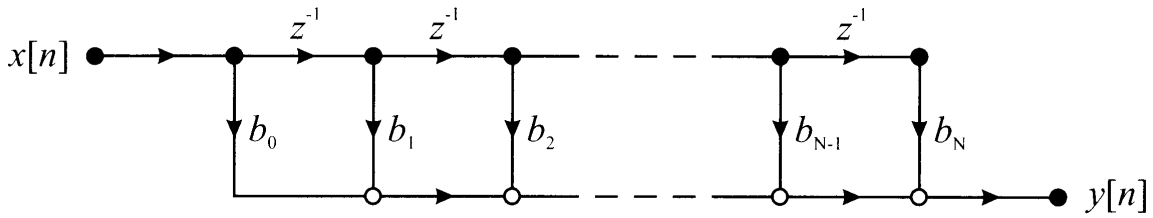


Abbildung 34: Grafische Darstellung des Faltvorganges (Quelle: [DVG01)]

Weil der DSP für den Faltvorgang optimiert ist, kann in nur 512 Taktzyklen der ganze Faltvorgang für ein Sample abgewickelt werden. Der DSP kann in einem einzigen Taktzyklus eine Multiplikation ausführen, das Resultat aufsummieren und gleichzeitig ein neues Zeitverzögertes Sample und einen Koeffizienten in das Rechenwerk einlesen.

12.2 Neue Filterkoeffizienten umkopieren

Neben der Faltung führt die Interrupt Service Routine (ISR) auch noch das Umkopieren des neuen Filters durch. Damit die Sprünge, die bei wechselndem Filter entstehen, gemildert werden, konnen die neuen Koeffizienten nur häppchenweise zum Einsatz.

Jedesmal, wenn die ISR aufgerufen wird, prüft sie, ob noch neue Filterkoeffizienten zum Umkopieren bereit stehen. Dabei wird geprüft ob der Wert des Registers AR im zweiten Registerset grösser als 0 ist. Ist dies der Fall, wird das Umkopieren von 64 neuen Koeffizienten durchgeführt und der Wert des Registers um 64 vermindert. Beim Umkopieren werden die entsprechenden 64 alten Koeffizienten einfach überschrieben. Nach 8 maligem Aufruf dieser Umkopierroutine sind alle Koeffizienten durch neue ersetzt und sie werden solange eingesetzt, bis wieder ein neues Filter mit neuen Koeffizienten zur Verfügung steht. Dies wird der ISR durch den Wert 512 im Register AR des zweiten Registersets angezeigt.

Kapitel 13 Kommunikation zwischen DSP und PC

Um die Kommunikation zwischen dem Digitalen Signalprozessor (DSP) und dem Personal Computer (PC) zu ermöglichen, wurde ein einfaches Kommunikationsprotokoll implementiert. Zweck ist das Herunterladen von neuen Simulationsparametern vom PC auf den DSP. Das Herunterladen kann mit einem einfachen Terminalprogramm, wie z.B. Hyperterminal von Microsoft Windows erfolgen. Einfacher ist es jedoch, die mitgelieferte grafische Benutzeroberfläche zu benutzen.

13.1 Funktionsweise der Kommunikation

Normalerweise ist die Kommunikation ausgeschaltet. Der DSP prüft jedoch periodisch den Status des Flags FI. Dieses Flag ist mit der Empfangsleitung der RS-232-Schnittstelle verbunden. Normalerweise enthält dieses Flag den Wert 1. Sobald das Flag FI bei der Abfrage ein 0 zurückgibt, erkennt dies der DSP als erhaltenes Zeichen und schaltet in den Kommunikationsmodus um. Dies geschieht durch Aufrufen der Routine "do_compc" im Modul "com". Diese Routine übernimmt nun die Kommunikation zwischen dem DSP und dem PC. Möglicherweise muss der PC mehrere Zeichen senden, bis der DSP anhand des Flags FI ein Zeichen erkennt. Fällt das Zeichen in eine Zeitlücke, wo der DSP das Flag FI nicht abfragt, geht das Zeichen verloren.

Das State-Event-Diagramm in Abbildung 35 stellt die Funktionsweise dieses Kommunikationsmodus dar.

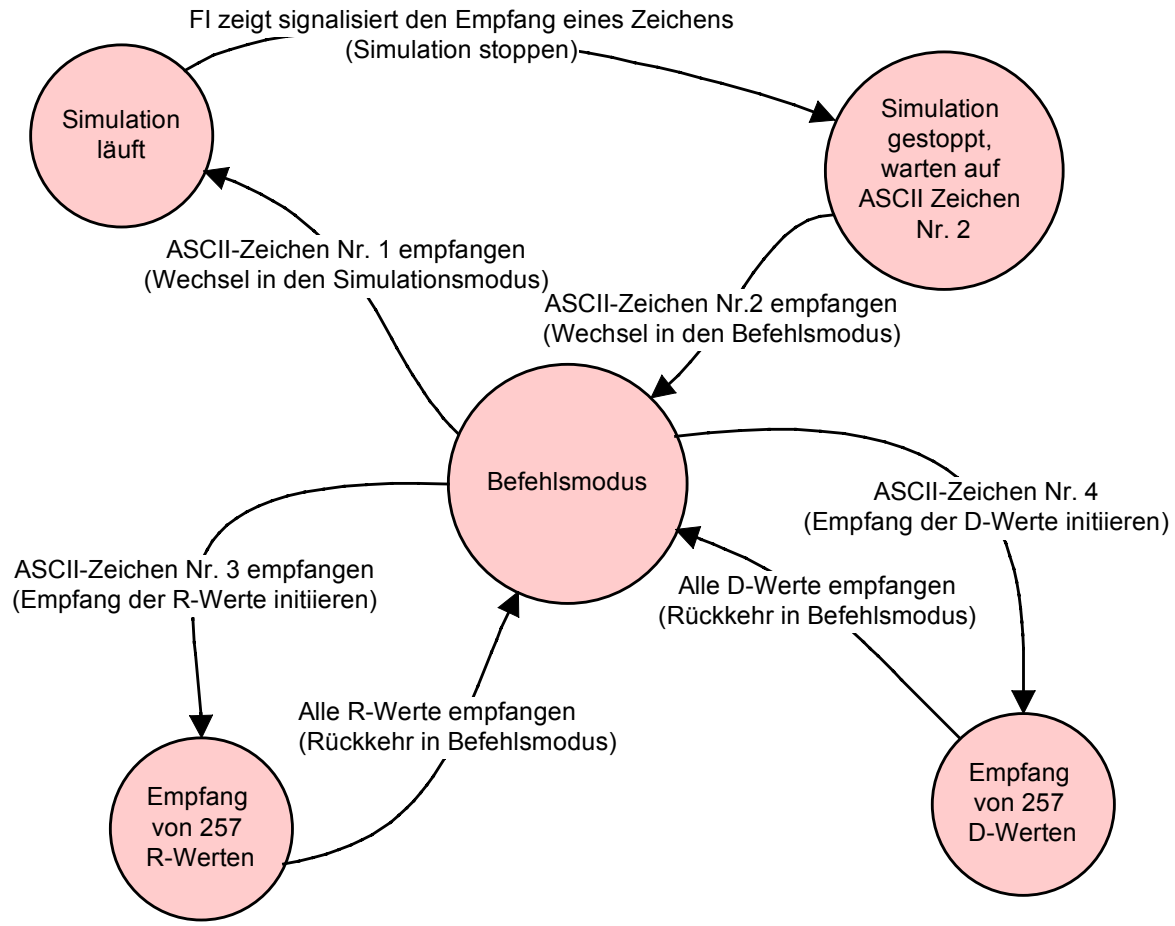


Abbildung 35: State-Event-Diagramm des Kommunikationsmodus

Sobald der Kommunikationsmodus durch die Routine "do_compc" aktiviert wurde, wartet der DSP auf das ASCII-Zeichen Nr. 2, welches dem DSP den Wechsel in den Befehlsmodus anzeigt. Danach erfolgt das Herunterladen von neuen Daten mit Hilfe von weiteren Befehlen, welche in der Tabelle 1 angegeben sind.

Tabelle 1: Befehls-Vokabular des PC's

Befehlsszeichen	Befehl
Beliebiges Zeichen	Um die Aufmerksamkeit des DSP während der laufenden Simulation zu erhalten, muss ein oder mehrere beliebige Zeichen gesendet werden. Sobald der DSP ein Zeichen festgestellt hat, stellt er das Ausgangssignal ab und wartet auf das ASCII-Zeichen Nr. 2
ASCII Zeichen Nr. 1	Mit der Simulation fortfahren.
ASCII Zeichen Nr. 2	Zeichen, um den DSP vom Simulationsmodus in den Befehlsmodus zu versetzen.
ASCII Zeichen Nr. 3	Signalisiert dem DSP, dass anschliessend die R-Werte übertragen werden.
ASCII Zeichen Nr. 4	Signalisiert dem DSP, dass anschliessend die D-Werte übertragen werden.

Der DSP quittiert jeden Befehl mit einer Rückmeldung aus seinem Rückmeldevokabular. Somit erhält der Benutzer die erfolgreiche Ausführung seiner Befehle bestätigt. Die verschiedenen Rückmeldungen sind in Tabelle 2 aufgelistet. Damit alle Rückmeldestrings exakt gleich lang sind, wurden "Underscores" eingefügt. Dies erleichtert das automatische Einlesen und Erkennen der verschiedenen Rückmeldungen in LabVIEW.

Tabelle 2: Rückmelde-Vokabular des DSP (einige Vokabularnummern sind noch nicht belegt und können für Erweiterungen benutzt werden)

Meldung	Bedeutung
'1 Simulation running..._____'	Der eingestellte Hörschaden wird simuliert.
'2 Simulation stopped. Enter a command._____'	Die Simulation wurde angehalten. Der DSP ist bereit, Daten zu empfangen.
'3 R-Values received. Enter a command._____'	Der DSP bestätigt den Empfang der Recruitment-Werte.
'4 D-Values received. Enter a command._____'	Der DSP bestätigt den Empfang der Verstärkungswerte.
'8 No valid command entered. Enter a command.___'	Ein ungültiger Befehl wurde eingegeben.
'9 Error._____'	Allgemeiner Fehler.
'a Invalid R-Value received. Enter a command.___'	Ein ungültiger Datenwert wurde empfangen und deshalb der Empfangsmodus für die R-Werte abgebrochen.
'b Awaiting 257 R-Values in ascending order..__'	Der DSP befindet sich im Empfangsmodus und erwartet 257 R-Werte in aufsteigender Reihenfolge.
'c Awaiting 257 D-Values in ascending order..__'	Der DSP befindet sich im Empfangsmodus und erwartet 257 D-Werte in aufsteigender Reihenfolge.
'd Invalid D-Value received. Enter a command.___'	Ein ungültiger Datenwert wurde empfangen und deshalb der Empfangsmodus für die D-Werte abgebrochen.

Kapitel 14 Programmierung des DSP / Codebeispiele

14.1 Aufbau des Codes

Der Code für den Innenohr-Hörschadensimulator besteht aus einem kurzen Hauptprogramm und mehreren Subroutinen. Die wichtigsten Subroutinen wurden selbst geschrieben. Einige konnten aus bestehenden Arbeiten und aus dem Internet übernommen werden. Abbildung 36 zeigt eine Übersicht über die benutzten Routinen.

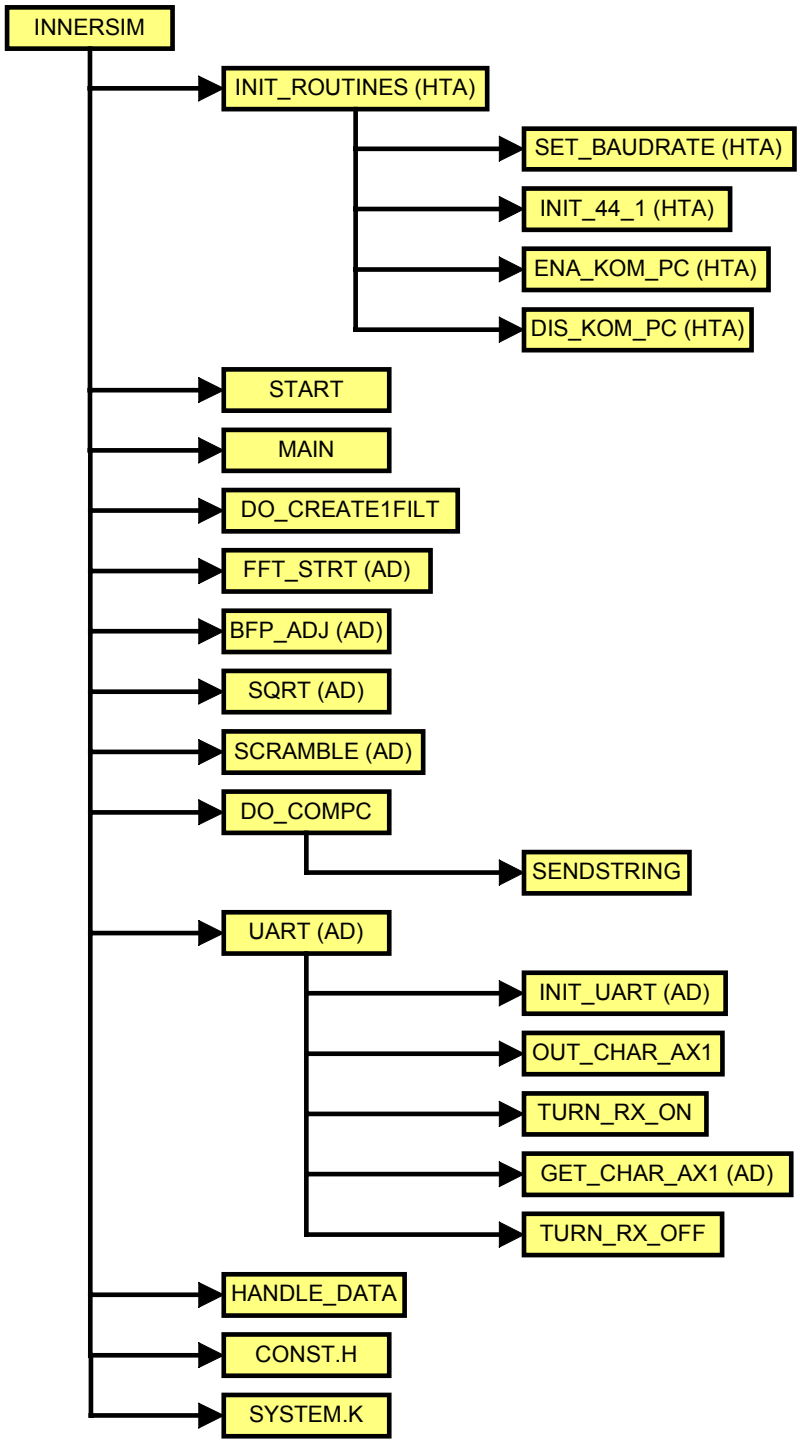


Abbildung 36: Die einzelnen Routinen in hierarchischer Darstellung.
Quellenangaben: AD: Analog Devices, HTA: HTA Burgdorf.

14.2 Programmablauf

Beginnend mit dem Reset startet die Programmausführung in der Routine. "Start". Der Codec und verschiedene Variabeln werden initialisiert. Anschliessend wird automatisch das Hauptprogramm, die Routine "Main" ausgeführt. Diese prüft, ob der PC neue Parameter herunterladen möchte und wechselt gegebenfalls in den Kommunikationsmodus. Anschliessend veranlasst das Hauptprogramm eine Neuberechnung der Filterkoeffizienten. Ist das Filter fertig berechnet, wird das Hauptprogramm wiederholt. Ein Abbruch ist nicht vorgesehen, der Simulator läuft bis zum nächsten Reset oder dem Ausschalten der Speisung weiter.

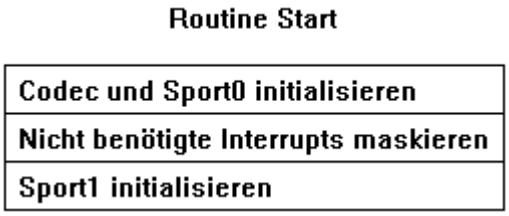


Abbildung 37: Nassi-Shneidermann-Diagramm der Routie "Start".

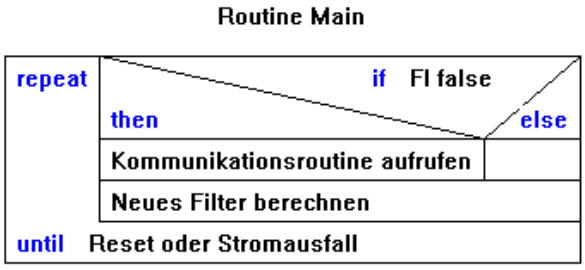


Abbildung 38:Nassi-Shneidermann-Diagramm der Routine "Main"

14.3 Die wichtigsten Routinen

Im folgenden werden die Aufgaben der wichtigsten Routinen kurz erläutert. Im Übrigen wird auf den Kommentar im Code verwiesen. Dort kann für jede Routine Header die Funktion und eine kurze Erklärung eingesehen werden. Der Code befindet sich auf dem beigelegten Datenträger im Verzeichnis "DSP-Sourde".

14.4 Routine "do_create1filt"

Die Routine do_create1filt ist die wichtigste Routine des ganzen Hörschadensimulators, denn hier passiert die Hauptarbeit, das Berechnen von neuen Filters. Alle Vorgänge, welche in den Kapitel 7 bis Kapitel 11 beschrieben werden, finden hier statt. Die Routine ruft eine Vielzahl von Unterroutinen auf, um am Schluss ein komplett berechnetes Filter zur Verfügung zu stellen. Dieses neue Filter wird dann von der Interrupt Service Routine der seriellen Ports 0 (Routine "Handle_data") angewendet. Abbildung 39 zeigt das Datenflussdiagramm dieser Routine.

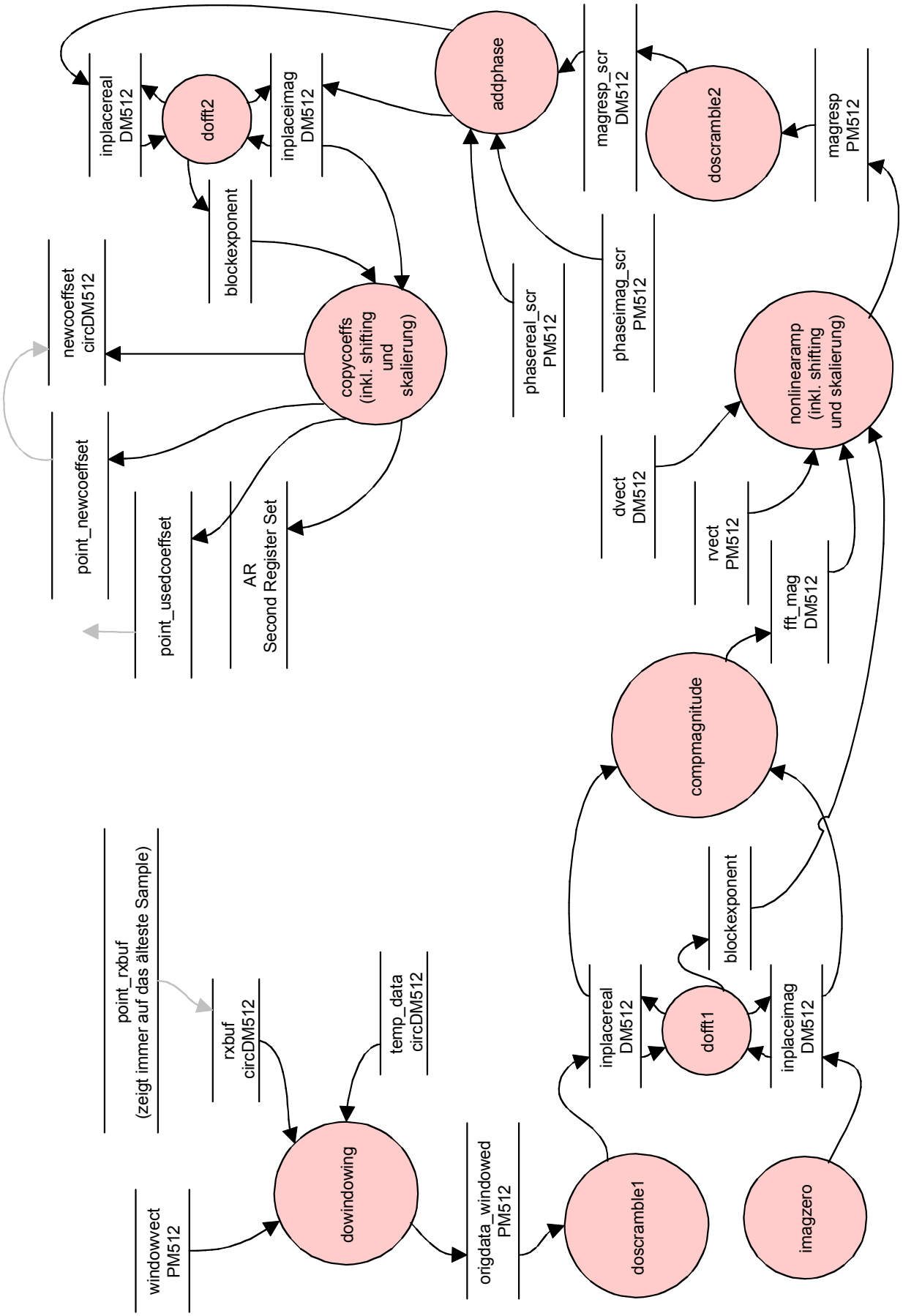


Abbildung 39: Datenflussdiagramm der Routine "do_create1filt".

14.5 Routine "do_compc"

Die Routine "do_compc" übernimmt die Kommunikation zwischen dem PC und dem DSP. Abbildung 40 zeigt das Nassi-Shneidermann-Diagramm.

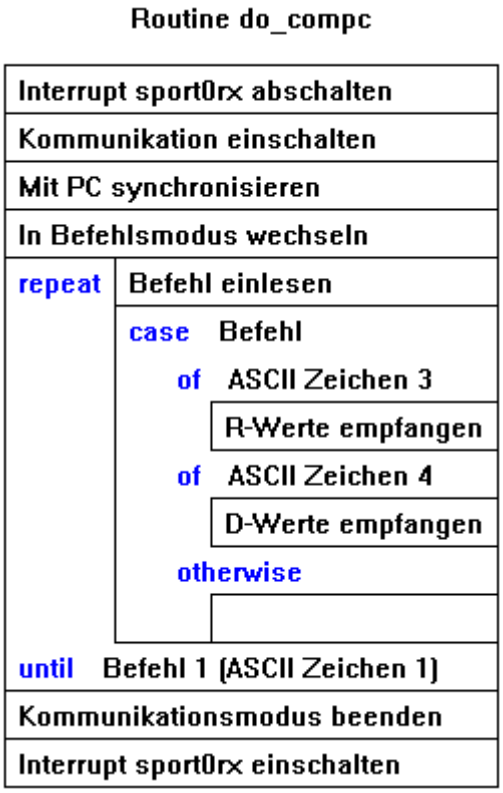


Abbildung 40: Nassi-Shneidermann-Diagramm der Routine do_compc

Zuerst wird der Interrupt für den seriellen Port 0 abgeschaltet. Somit werden während der ganzen Dauer der Kommunikation keine Samples vom Codec verarbeitet.

Für das Einschalten der Kommunikation werden Routinen des Moduls "INIT_ROUTINES" benutzt. Mit der Routine "SET_BAUDRATE" wird die Baudrate auf 9600 Baud festgelegt. Anschliessend wird die Kommunikation durch Aufrufen der Routine "ENA_KOM_PC" eingeschaltet. Die Synchronisation mit dem PC ist notwendig, weil die ersten Zeichen verloren gehen können, falls nicht sofort nachdem der PC ein Zeichen gesendet hat, in den Kommunikationsmodus gewechselt wird. (Siehe dazu auch Kapitel 6.2.2). Anschliessend wird sooft ein neuer Befehl eingelesen, bis der Befehl zur Rückkehr in den Simulationsmodus empfangen wird. In der Case-Struktur werden die Befehle für das Herunterladen der D- und R-Werte detektiert und ins entsprechende Codesegment verzweigt.

Hat der Benutzer den Befehl zur Rückkehr in den Simulationsmodus gegeben, wird die Routine "DIS_KOM_PC" aufgerufen, die alle verwendeten Resourcen wieder freigibt. Am Schluss wird der Interrupt des seriellen Ports 0 wieder eingeschaltet.

14.5.1 Empfangen der D-Werte

Die D-Werte sind ASCII-Zeichen im Bereich von 55dec (dezimal) bis maximal 255dec. Dieser Bereich wird zuerst in den Zahlenbereich von 0 bis 200 umgerechnet. Für die D-Werte wird jedoch nur der Zahlenbereich von 0 bis 80 benutzt, wobei diese Zahl gerade die Dämpfung in dB für den ensprechenden Frequenzpunkt vorgibt.

Da der DSP nicht mit dB's rechnen kann, müssen diese Zahlenwerte in lineare Koeffizienten im Bereich von 0 bis 1 konvertiert werden. 0 enspricht dabei einer unendlichen Dämpfung, 1 entspricht keiner Dämpfung. Für diese Konversion wird eine Tabelle benutzt. Anschliessend werden die konvertierten Koeffizienten unter Ausnutzung der Spiegelsymmetrie in die Variable "dvect" abgelegt.

Abbildung 41 (links) zeigt den Empfang der D-Werte als Signalflussdiagramm.

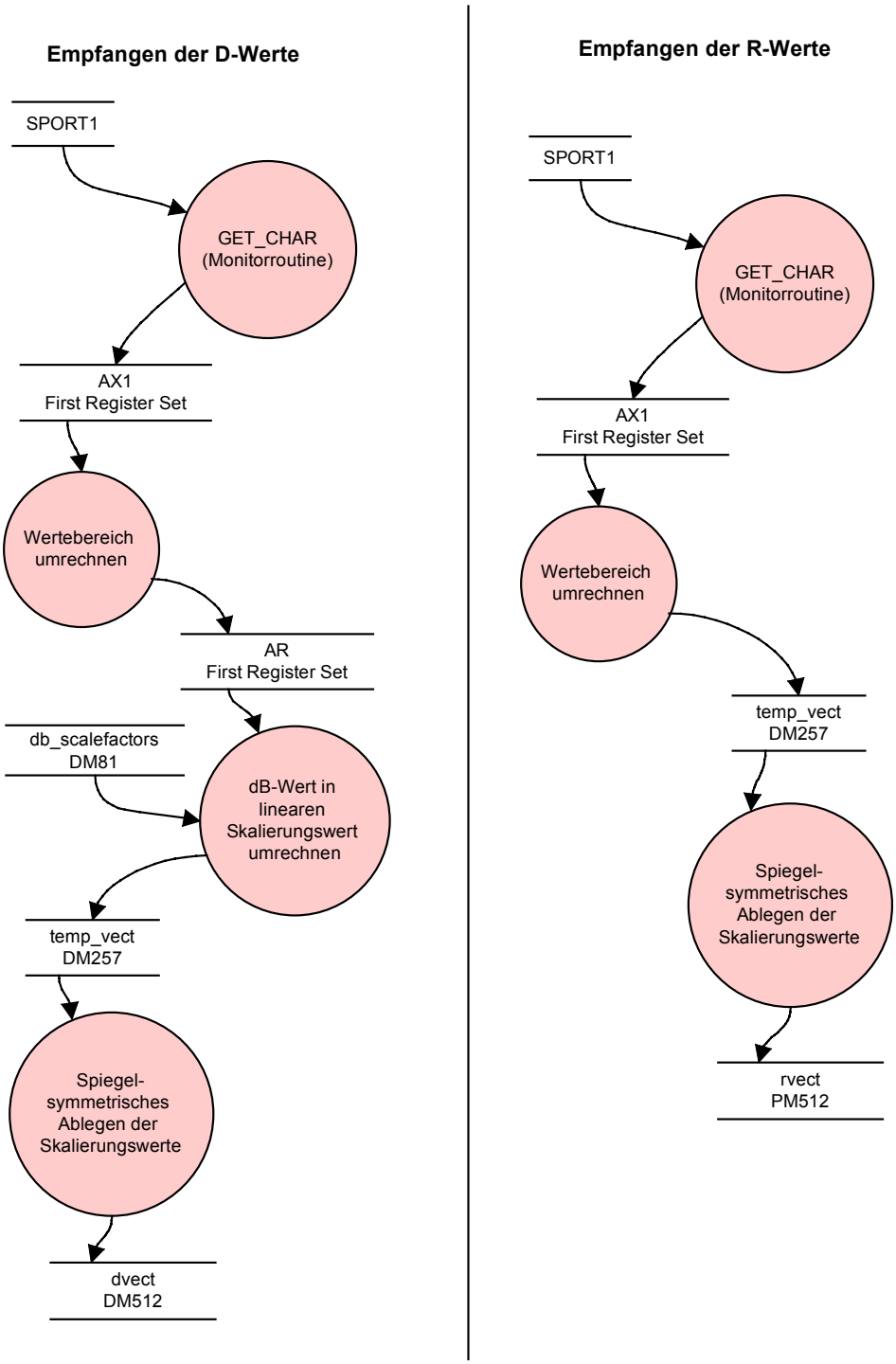


Abbildung 41: Datenflussdiagramm des Codeabschnittes "Empfangen der D-Werte" (links) und "Empfangen der R-Werte" (rechts).

14.5.2 Empfangen der R-Werte

Der Empfang der R-Werte läuft ähnlich ab, wie bei den D-Werten.

Für die R-Werte wird jedoch nur der Zahlenbereich von 0 bis 5 benutzt. Der Wert 0 entspricht keinem Recruitment, der Wert 5 einem sehr starken Recruitment. Der Wert 5 entspricht den in Angaben in [MG93, Formeln 4 und 5] dem Wert N=6.

Die R-Werte werden nun in die Variable "rvect" abgelegt, wobei die Spiegelsymmetrie wiederum ausgenutzt wird.

Abbildung 41 (rechts) zeigt den Empfang der R-Werte als Signalfussdiagramm.

14.5.3 Reihenfolge der D- und R-Werte

Weil der Frequenzgang der Filter bei fs/2 spiegelsymmetrisch sind, müssen nur 257 Parameterwerte übertragen werden. Dies beschleunigt die Datenübertragung auf der RS-232-Schnittstelle. Der DSP berechnet aus den 257 Werten wieder alle 512 Parameter. Die Aufteilung der 257 Parameter funktioniert nach folgenden Prinzip:

- Der erste Wert ist der DC-Wert. Er hat keine spiegelsymmetrische Entsprechung.
- Die nächsten 255 Werte entsprechen den Frequenzen fs/N bis fs/2-(fs/N). Numerisch ausgedrückt sind dies die Frequenzen 86.13Hz bis 21963.86Hz mit einem Abstand von 86.13Hz.
- Der letzte Wert ist der Wert bei fs/2

Abbildung 42 zeigt diesen Zusammenhang.

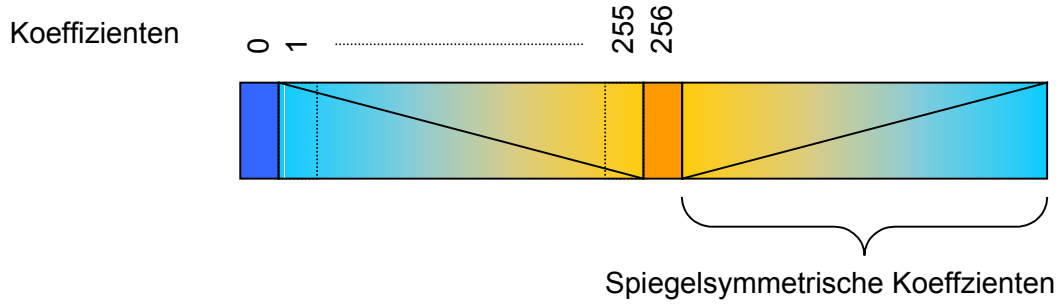


Abbildung 42: Aufteilung der 257 Koeffizienten für die Parametrisierung

Kapitel 15 Die Hardware

15.1 Das Evaluationsboard

Die Hardware besteht im Wesentlichen aus dem Evaluationsboard für den digitalen Signalprozessor ADSP-2181 der Firma Analog Devices. Dieses Evaluationsboard wurde von Analog Devices entwickelt und enthält alle wichtigen Komponenten, die für eine Signalverarbeitung im Audiobereich notwendig sind.

Der Preis für einen Prozessor inklusive Evaluationsboard (als EZ-Kit Lite bezeichnet) mit den notwendigen Komponenten beträgt rund CHF 180.-. Abbildung 43 zeigt den ADSP 2181 mit Evaluationsboard.

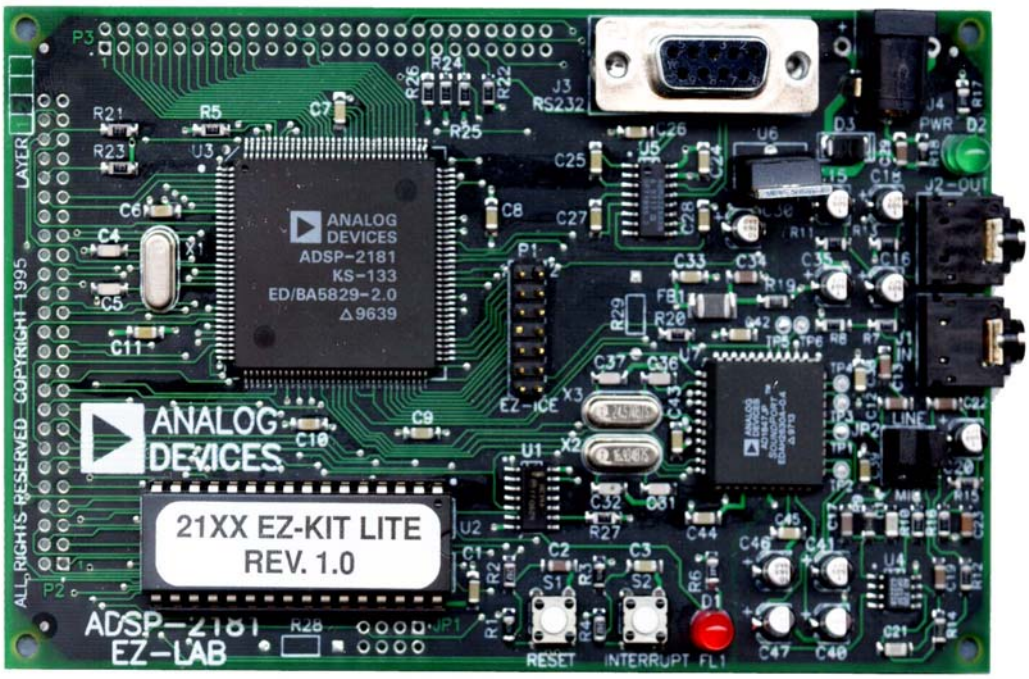


Abbildung 43: ADSP 2181 mit Evaluationsboard

15.2 Technische Daten des DSP

Die Rechentiefe des DSP beträgt 16bit, wobei eine Fixkomma-Arithmetik verwendet wird.

Weitere Daten sind:

- 30ns Instruktionszeit
- 33 MIPS (Million Instructions per Second)
- Programmspeicher 16K * 24bit
- Datenspeicher 16K * 16bit
- Abtastraten von 5.5125KHz bis 48kHz

Für weitere Informationen betreffend dem Evaluationsboard verweise ich auf die Literatur von Analog Devices.

- Hardwareaufbau des Evaluationsboards: [EZL95]
- Technische Daten AD/DA-Wandler: [SPC96]
- ADSP-2181 Benutzerhandbuch: [AFUM95]

15.3 Hardware-Erweiterungen

Um die Funktionalität des EZ-Kit Lite der Aufgabenstellung anzupassen, wurden das Evaluationsboard in ein Gehäuse eingebaut, und die notwendigen Anschlüsse auf die Frontplatte und die Rückwand geführt. Abbildung 44 zeigt die Frontansicht des Hörschadensimulators.

Abbildung 44: Frontansicht des Hörschadensimulators

15.4 Ein- und Ausgangspegel

Die Pegel am Eingang und an den Ausgängen des Hörschaden-Simulators sind auf eine Spannung von 0.707V_{RMS} normiert. Dies enstpricht einer Peak-Peak-Spannung von 2V_{PP}.

Dem Benutzer steht es frei, diesen Spannungen einen bestimmten akustischen Schalldruck zuzuordnen. Soll die Simulation (gemäss der Aufgabenstellung) den Vorgaben in [MG93] entsprechen, ist diesen Spannungen ein Schalldruck von 100dB SPL zuzuordnen.

15.5 Samplingrate

Gemäss der Vorgabe in der Aufgabenstellung wurde die Samplingrate auf 44.1kHz eingestellt. Damit können Frequenzen von theoretisch bis zu 22050Hz verarbeitet werden, in der Praxis ist die obere Grenzfrequenz jedoch bei ca. 20kHz erreicht. Dies entspricht, zusammen mit der Rechentiefe des DSP von 16 Bit, der CD-Qualität, wie sie handelsübliche Compact Discs bieten.

Kapitel 16 Erweiterungs- und Optimierungsmöglichkeiten

16.1 FFT beschleunigen

Wie aus der Tabelle 6 in Anhang D hervorgeht, benötigt die Berechnung der DFT mittels des FFT-Algorithmus weitaus am meisten Zeit. Hier ist die erste Optimierungsmöglichkeit zu suchen. Da die erste FFT-Routine ein reelles Signal verarbeitet, würde der Einsatz einer auf reelle Signale optimierten FFT-Routine eine wesentliche Beschleunigung bringen. Diese Optimierung wird in [JS00] beschrieben.

Da dann statt der 512-Punkte-FFT-Routine nur eine 256-Punkte FFT-Routine eingesetzt werden muss, kann die Anzahl der Berechnungen auf die Hälfte reduziert werden.

Da für eine 256-Punkte-FFT statt der bisher verwendeten Radix-2-FFT Methode die noch schnellere Radix-4-FFT-Methode eingesetzt werden könnte, ist nochmals eine Beschleunigung zu erwarten.

16.2 Spiegelsymmetrie ausnutzen

Da der Frequenzgang bei $f_s/2$ spiegelsymmetrisch ist, könnte die Betragsbildung und auch die nichtlineare Dämpfung nur auf die untere Hälfte des Frequenzspektrums angewendet werden. Anschliessende wird die obere Hälfte des Frequenzspektrums durch Umkopieren der entsprechenden Koeffizienten gebildet.

16.3 GUI erweitern

Das GUI ist sehr einfach gehalten. Zusätzlich zu den vorhandenen Reglern könnte noch eine Grafikanzeige implementiert werden, welche die simulierte Lautstärkenänderung angibt.

Die Fehlererkennung während der Datenübertragung vom PC zum DSP ist ebenfalls nur sehr einfach. Nicht alle Fehler können zuverlässig erkannt werden. Ab und zu kommt es vor, dass die Parameter nicht korrekt an den DSP gesendet werden.

16.4 Lautstärkenanhebung simulieren

In der aktuellen Version der Simulation können Signale nur gedämpft, jedoch nicht in der Lautstärke angehoben werden.

Die Simulation des Recruitment ist korrekt, wenn davon ausgegangen wird, dass das Recruitment bei 100dB SPL vollständig ist. Siehe dazu [MG93]. Das bedeutet, dass ein Ton mit 100dB SPL nicht bedämpft wird, Töne, die leiser sind, werden abhängig von ihrer Lautstärke bedämpft.

Möchte man z.B. aber einen 80dB SPL lauten Ton auf 100dB SPL umsetzen, ist eine Verstärkung von 20dB nötig. Dies ist jedoch bei dieser Simulation nicht möglich.

Kapitel 17 Schlusswort und Dank

Schlusswort

Während dieser Diplomarbeit konnte ein funktionsfähiger Innenohr-Hörschadensimulator entwickelt werden, der den Vorgaben aus der Aufgabenstellung entspricht.

Durch die einfache Handhabung und die grafische Benutzeroberfläche kann dieser Hörschadensimulator auch von technisch nicht versierten Personen bedient und somit sehr vielseitig eingesetzt werden.

Viele Menschen gehen mit ihrem Gehör sorglos um und die Zahl der Personen, welche Hörhilfen tragen, nimmt ständig zu. Wenn dieser Hörschadensimulator dazu beitragen kann, einen gewissenhaften Umgang mit dem Gehör zu fördern, ist ein wichtiges Ziel erreicht.

Dank

Mein Dank gilt allen in dieser Diplomarbeit involvierten Personen:

- Dr. sc. techn. Dr. med. M. Kompis, Leiter der Audiologischen Abteilung des Inselspitals Bern.
- Dr. U. Brugger, Betreuer der Diplomarbeit
- Ivo Oesch, Assistent an der HTA Burgdorf
- Dr. P. Winter, Experte

Besonders danken möchte ich Ivo Oesch für die vielen wertvollen Tips. Ohne sein grosses Wissen über die Praxis-Aspekte der digitalen Signalverarbeitung hätte diese Diplomarbeit nicht im vorliegenden Rahmen realisiert werden können. Im weiteren danke ich den Assistenten Walter Hersperger und Luciano Borgna für ihre praktische und freundliche Hilfe.

Erich Suter und Samuel Hess haben als Lektoren fungiert; ihnen danke ich ebenfalls.

Abbildung 45: Immer schön lächeln. Der Autor dieser Diplomarbeit in den letzten Tagen vor dem Abgabetermin.

Kapitel 18 Literaturverzeichnis

[AD]	"http://www.analog.com", Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106 Norwood, MA 02062-9106.	Homepage von Analog Devices, mit guten Beispielprogramen und Informationen.
[AFUM95]	Analog Devices, ADSP-2100 Family Users Manual. Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106 Norwood, MA 02062-9106, 1996.	
[ATSM94]	Analog Devices. ADSP-2100 Family Assembler Tools & Simulator Manual.Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106 Norwood, MA 02062-9106, 1996.	
[DNUW]	"http://www.neurophys.wisc.edu/h&b/auditory/anatomy/a25.html", Department of Neurophysiology University of Wisconsin	
[DSPA92]	Analog Devices, Digital Signal Processing Applications using the ADSP-2100 Family. Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106 Norwood, MA 02062-9106, 1996.	
[DVG01]	Daniel Ch. von Grünigen. Digitale Signalverarbeitung. Carl Hansen Verlag München, 2001	
[ESP]	"http://www.sound.au.com", Elliott Sound Products.	Gute Infos über Rauschen, dB, Pegel (Line Level)
[EV90]	Ad. W. M. van den Enden und Niek A. M. Verhoeckx. Digitale Signalverarbeitung. Vieweg Verlag, Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig, Deutschland, 1990	
[EZL95]	Analog Devices. ADSP-2100 Family EZ-KIT Lite Reference Manual. Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106 Norwood, MA 02062-9106, 1995.	
[FBH]	"http://www.forumbesserhoeren.de", Forum Besser Hören, Presse- und Informationszentrum, Spadenteich 1, 20099 Hamburg	Online-Simulation von Räumen, Akustisches Memory-Spiel, Online-Simulation von einfachen Hörschäden
[GB]	"http://www.dcs.shef.ac.uk/~guy/hearing", Dr. Guy Brown. COM325 Computer Speech and Hearing. University of Sheffield.	
[HR]	"http://209.25.198.130/layout.php", HeadRoom Corporation, 521 East Peach Street, Bozeman, MT 59715	
[JS00]	Jonathan Stein. Dgital Signal Processing - A Computer Science Perspective. John Wiley & Sons, Inc., 605 Third Avenue, New York, NY 10158-0012, USA, 2000	
[MG93]	Brian C. J. Moore und Brian R. Glasberg. Simulation of the effects of loudness recruitment and threshod elevation on the	

	intelligibility of speech in quiet and in a background of speech. Department of Experimental Psychology, Universitiy of Cambridge, Downing Street, Cambridge, England, 1993.	
[MGV99]	Brian C. J. Moore, Brian R. Glasberg, und Deborah A. Vickers. Further evaluation of al model of loudness perception applied to cochlear hearing loss. Department of Experimental Psychology, Universitiy of Cambridge, Downing Street, Cambridge, England, 1999.	
[PAC]	"http://www.iurc.montp.inserm.fr/cric/audition/", Promenade autour de la cochlée	Interessante Information rund um das menschliche Gehör.
[PM96]	John G. Proakis und Dimitris G. Manolakis. Digital Signal Processing. Prentice-Hall, Inc., 1996	
[SA5]	Marcel Suter, "Simulation der Innenohrschwerhörigkeit", Semesterarbeitsbericht der Semesterarbeit im 5. Semester, 2001	
[SDS88]	Samuel. D. Stearns. Digitale Verarbeitung analoger Signale, 4. Ausgabe. R. Ouldenburg Verlag, München und Wien, 1988.	
[SH96]	Stefan L. Hahn. Hilbert Transforms in Signal Processing. Artech House Inc., 685 Canton Street, Norwood, MA 02062, England, 1996	
[SPC96]	Analog Devices. Serial-Port 16-Bit SoundPort Stereo Codec. Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106 Norwood, MA 02062-9106, 1996.	
[ST83]	R. F. Schmidt und G. Thews. Physiologie des Menschen. Springer Verlag, 1983.	
[ZT80]	E. Zwicker und E. Terhardt. Analytical expressions for critical-band rate and critical bandwidth al a function of frequency. Institute of Electroacoustics, Technical Univerity Munich, D-8000 Munich 2, Germany, 1980	

Anhang A Verifikation der Simulation

A.1 Einleitung

Um die Wirkung des Hörschadensimulators zu überprüfen, wurde ein Versuch mit 2 normalhörenden Personen durchgeführt. Den Probanden wurden verschiedene Tonsequenzen mit unterschiedlicher Lautstärke präsentiert, welche zuvor vom Simulator verändert wurden. Die Probanden hatten die Lautstärke der Tonsequenzen zu beurteilen, wobei die Reihenfolge der verschiedenen Lautstärken zufällig war.

A.2 Messaufbau

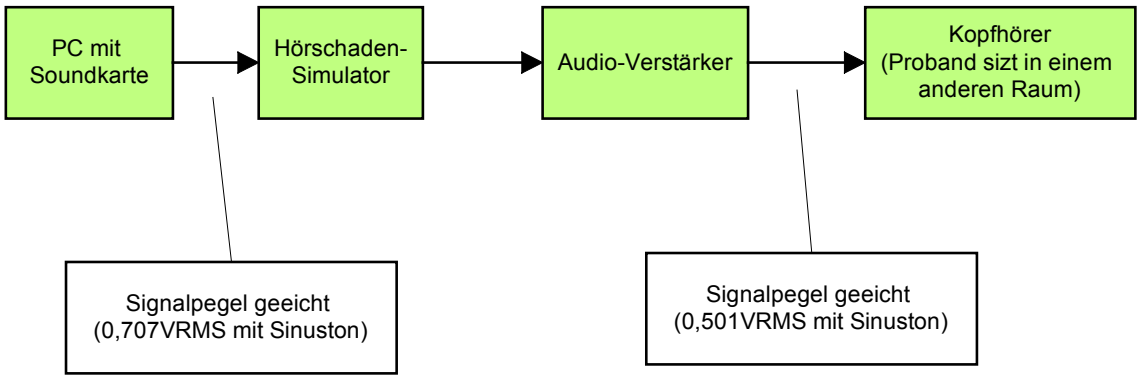


Abbildung 46: Messaufbau für die Verifikation

Abbildung 46 zeigt den Messaufbau. Vorgängig wurde die Simulation auf einen Schallpegel von 100dB SPL geeicht. Dazu wurde anhand der technischen Angaben des Kopfhörers die notwendige Spannung berechnet. Bei 1kHz ergibt eine Spannung von 1VRMS einen Schalldruck von 106db SPL. Durch Umrechnen erhält man für den gewünschten Schalldruck von 100dbSPL eine notwendige Spannung von 501mVRMS. Um den Bereich des AD-Wandlers voll auszunutzen, wurde am Eingang des Hörschadensimulators eine Spannung von 0.707VRMS angelegt, was einer Vollaussteuerung entspricht.

Die verwendeten Wav-Files mit den Tonsequenzen und dem Eichsignal sind in Tabelle 3 aufgeführt. Sie befinden sich auch auf dem beigelegten Datenträger.

Tabelle 3: Tonsequenzen und ihr zugehöriger Schallpegel

Dateiname des WAV-Files	Schallpegel im Kopfhörer (kein Hörschaden simuliert)
eichsinus_1khz_-10db.wav	Eichsignal mit 100db SPL
whitenoise_1-3oct_-10dfssine_rectmod.wav	100dB SPL
whitenoise_1-3oct_-20dfssine_rectmod.wav	90dB SPL
whitenoise_1-3oct_-30dfssine_rectmod.wav	80dB SPL
whitenoise_1-3oct_-40dfssine_rectmod.wav	70dB SPL
whitenoise_1-3oct_-50dfssine_rectmod.wav	60dB SPL
whitenoise_1-3oct_-60dfssine_rectmod.wav	50dB SPL
whitenoise_1-3oct_-70dfssine_rectmod.wav	40dB SPL
whitenoise_1-3oct_-80dfssine_rectmod.wav	30dB SPL
whitenoise_1-3oct_-90dfssine_rectmod.wav	20dB SPL

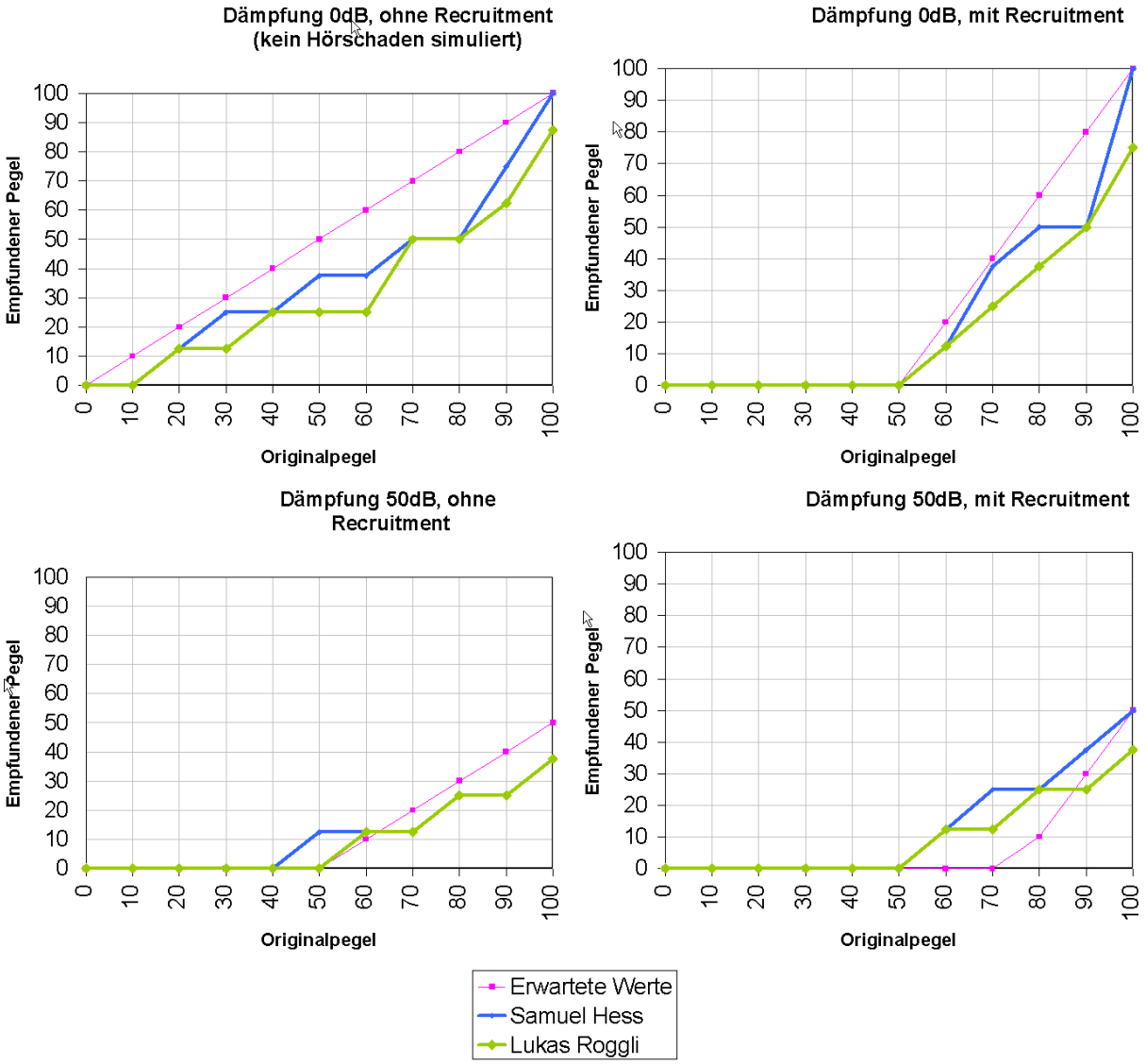
Der Proband beurteilte das Signal nach den subjektiven Lautstärkebezeichnung in Tabelle 4. Um die Angaben auszuwerten, wurde jeder Bezeichnung eine physikalische Lautstärke zugeordnet.

Tabelle 4: Subjektive Lautstärkebezeichnungen und ihre physikalische Zuordung

Subjektive Lautstärke	Physikalische Zuordnung [dB SPL]
nicht hörbar	0
wahrnehmbar	12.5
sehr leise	25
leise	37.5
mittel	50
laut	62.5
sehr laut	75
unangenehm laut	87.5
schmerzhaft	100

A.3 Messungen

Die von den Probanden angegebenen subjektiven Lautstäken wurden anschliessend in die physikalische Lautstärke umgerechnet und grafisch ausgewertet. Die folgenden Abbildungen zeigen die empfundenen Pegel der Probanden.



A.4 Interpretation der Messresultate

In allen Grafiken ist die Tendenz der empfundenen Schallpegel richtig. In allen Bereichen entspricht das Empfinden der Probanden den theoretischen Werten trotz der vagen Zuordnung von subjektivem Lautstärkeempfinden zu physikalischen Pegeln in Tabelle 4. Um noch genauere Resultate zu erhalten, sollten mehr Probanden verwendet werden und die Eichung noch exakter durchgeführt werden.

Durch die gute Übereinstimmung der Messresultate mit den erwarteten Werten kann die Simulation als gut bezeichnet werden. Auch das Recruitment wird richtig wahrgenommen.

Anhang B Tabelle der Koeffizienten, Frequenzpunkte und Frequenzbänder

Die insgesamt 512 Abtastpunkte für den Amplitudengang des Filters repräsentieren alle einen bestimmten Frequenzpunkt. Diese Frequenzpunkte werden in der Simulation zu insgesamt 14 Frequenzbändern zusammengefasst. Diese Frequenzbänder entsprechen den sogenannten Kritischen Bändern des menschlichen Gehörs, welche Zwicker und Terhardt in [ZT80] angeben. Im Simulationsalgorithmus werden diese Bänder mit Buchstaben von A bis N bezeichnet. Der Übersichtlichkeit auf der grafischen Oberfläche wegen, sind oft zwei kritische Bänder zu einem Simulationsband zusammengefasst.

Simulationsband	Nummer des Frequenz-Abtastpunktes	Repräsentierte Frequenz des Abtastpunktes
A	0	0
	1	86.1328125
B	2	172.265625
	3	258.398438
C	4	344.53125
	5	430.664063
D	6	516.796875
	7	602.929688
	8	689.0625
E	9	775.195313
	10	861.328125
	11	947.460938
	12	1033.59375
F	13	1119.72656
	14	1205.85938
	15	1291.99219
	16	1378.125
	17	1464.25781
G	18	1550.39063
	19	1636.52344
	20	1722.65625
	21	1808.78906
	22	1894.92188
	23	1981.05469
H	24	2067.1875
	25	2153.32031
	26	2239.45313
	27	2325.58594
	28	2411.71875
	29	2497.85156
	30	2583.98438
	31	2670.11719
I	32	2756.25
	33	2842.38281
	34	2928.51563
	35	3014.64844
	36	3100.78125
	37	3186.91406
	38	3273.04688
	39	3359.17969
	40	3445.3125
	41	3531.44531
	42	3617.57813
J	43	3703.71094
	44	3789.84375
	45	3875.97656
	46	3962.10938
	47	4048.24219
	48	4134.375
	49	4220.50781
	50	4306.64063
	51	4392.77344
	52	4478.90625
	53	4565.03906
	54	4651.17188
	55	4737.30469
	56	4823.4375
	57	4909.57031
	58	4995.70313
	59	5081.83594
	60	5167.96875
	61	5254.10156
K	62	5340.23438
	63	5426.36719
	64	5512.5
	65	5598.63281
	66	5684.76563
	67	5770.89844
	68	5857.03125
	69	5943.16406
	70	6029.29688
	71	6115.42969
	72	6201.5625
	73	6287.69531
	74	6373.82813
	75	6459.96094
	76	6546.09375
	77	6632.22656
	78	6718.35938
	79	6804.49219
	80	6890.625
	81	6976.75781
	82	7062.89063
	83	7149.02344
	84	7235.15625
	85	7321.28906
	86	7407.42188
	87	7493.55469
	88	7579.6875
	89	7665.82031
L	90	7751.95313
	91	7838.08594
	92	7924.21875
	93	8010.35156
	94	8096.48438
	95	8182.61719
	96	8268.75
	97	8354.88281
	98	8441.01563
	99	8527.14844
	100	8613.28125
	101	8699.41406
	102	8785.54688
	103	8871.67969
	104	8957.8125
	105	9043.94531
	106	9130.07813
	107	9216.21094
	108	9302.34375
	109	9388.47656
	110	9474.60938
	111	9560.74219
	112	9646.875
	113	9733.00781
	114	9819.14063
	115	9905.27344
	116	9991.40625
	117	10077.5391
	118	10163.6719
	119	10249.8047
	120	10335.9375
	121	10422.0703
	122	10508.2031
	123	10594.3359
	124	10680.4688
	125	10766.6016
	126	10852.7344
	127	10938.8672
	128	11025
	129	11111.1328
	130	11197.2656
	131	11283.3984
	132	11369.5313
	133	11455.6641
	134	11541.7969
	135	11627.9297
	136	11714.0625
	137	11800.1953
	138	11886.3281
	139	11972.4609
M	140	12058.5938
	141	12144.7266
	142	12230.8594
	143	12316.9922
	144	12403.125
	145	12489.2578
	146	12575.3906
	147	12661.5234
	148	12747.6563
	149	12833.7891
	150	12919.9219
	151	13006.0547
	152	13092.1875
	153	13178.3203
	154	13264.4531
	155	13350.5859
	156	13436.7188
	157	13522.8516
	158	13608.9844
	159	13695.1172
	160	13781.25
	161	13867.3828
	162	13953.5156
	163	14039.6484
	164	14125.7813
	165	14211.9141
	166	14298.0469
	167	14384.1797
	168	14470.3125
	169	14556.4453
	170	14642.5781
	171	14728.7109
	172	14814.8438
	173	14900.9766
	174	14987.1094
	175	15073.2422
	176	15159.375
	177	15245.5078
	178	15331.6406
	179	15417.7734
N	180	15503.9063
	181	15590.0391
	182	15676.1719
	183	15762.3047
	184	15848.4375
	185	15934.5703
	186	16020.7031
	187	16106.8359
	188	16192.9688
	189	16279.1016
	190	16365.2344
	191	16451.3672
	192	16537.5
	193	16623.6328
	194	16709.7656
	195	16795.8984
	196	16882.0313
	197	16968.1641
	198	17054.2969
	199	17140.4297
	200	17226.5625
	201	17312.6953
	202	17398.8281
	203	17484.9609
	204	17571.0938
	205	17657.2266
	206	17743.3594
	207	17829.4922
	208	17915.625
	209	18001.7578
	210	18087.8906
	211	18174.0234
	212	18260.1563
	213	18346.2891
	214	18432.4219
	215	18518.5547
	216	18604.6875
	217	18690.8203
	218	18776.9531
	219	18863.0859
	220	18949.2188
	221	19035.3516
	222	19121.4844
	223	19207.6172
	224	19293.75
	225	19379.8828
	226	19466.0156
	227	19552.1484
	228	19638.2813
	229	19724.4141
	230	19810.5469
	231	19896.6797
	232	19982.8125
	233	20068.9453
	234	20155.0781
	235	20241.2109
	236	20327.3438
	237	20413.4766
	238	20499.6094
	239	20585.7422
	240	20671.875
	241	20758.0078
	242	20844.1406
	243	20930.2734
	244	21016.4063
	245	21102.5391
	246	21188.6719
	247	21274.8047
	248	21360.9375
	249	21447.0703
	250	21533.2031
	251	21619.3359
	252	21705.4688
	253	21791.6016
	254	21877.7344
	255	21963.8672
	256	22050

257	22136.1328
258	22222.2656
259	22308.3984
260	22394.5313
261	22480.6641
262	22566.7969
263	22652.9297
264	22739.0625
265	22825.1953
266	22911.3281
267	22997.4609
268	23083.5938
269	23169.7266
270	23255.8594
271	23341.9922
272	23428.125
273	23514.2578
274	23600.3906
275	23686.5234
276	23772.6563
277	23858.7891
278	23944.9219
279	24031.0547
280	24117.1875
281	24203.3203
282	24289.4531
283	24375.5859
284	24461.7188
285	24547.8516
286	24633.9844
287	24720.1172
288	24806.25
289	24892.3828
290	24978.5156
291	25064.6484
292	25150.7813
293	25236.9141
294	25323.0469
295	25409.1797
296	25495.3125
297	25581.4453
298	25667.5781
299	25753.7109
300	25839.8438
301	25925.9766
302	26012.1094
303	26098.2422
304	26184.375
305	26270.5078
306	26356.6406
307	26442.7734
308	26528.9063
309	26615.0391
310	26701.1719
311	26787.3047
312	26873.4375
313	26959.5703
314	27045.7031
315	27131.8359
316	27217.9688
317	27304.1016
318	27390.2344
319	27476.3672
320	27562.5
321	27648.6328
322	27734.7656
323	27820.8984
324	27907.0313
325	27993.1641
326	28079.2969
327	28165.4297
328	28251.5625
329	28337.6953
330	28423.8281
331	28509.9609
332	28596.0938
333	28682.2266
334	28768.3594
335	28854.4922
336	28940.625
337	29026.7578
338	29112.8906
339	29199.0234
340	29285.1563
341	29371.2891
342	29457.4219
343	29543.5547
344	29629.6875
345	29715.8203
346	29801.9531
347	29888.0859
348	29974.2188
349	30060.3516
350	30146.4844
351	30232.6172
352	30318.75
353	30404.8828
354	30491.0156
355	30577.1484
356	30663.2813
357	30749.4141
358	30835.5469
359	30921.6797
360	31007.8125
361	31093.9453
362	31180.0781
363	31266.2109
364	31352.3438
365	31438.4766
366	31524.6094
367	31610.7422
368	31696.875
369	31783.0078
370	31869.1406
371	31955.2734
372	32041.4063
373	32127.5391
374	32213.6719
375	32299.8047
376	32385.9375
377	32472.0703
378	32558.2031
379	32644.3359
380	32730.4688
381	32816.6016
382	32902.7344
383	32988.8672
384	33075
385	33161.1328
386	33247.2656
387	33333.3984
388	33419.5313
389	33505.6641
390	33591.7969
391	33677.9297
392	33764.0625
393	33850.1953
394	33936.3281
395	34022.4609
396	34108.5938
397	34194.7266
398	34280.8594
399	34366.9922
400	34453.125
401	34539.2578
402	34625.3906
403	34711.5234
404	34797.6563
405	34883.7891
406	34969.9219
407	35056.0547
408	35142.1875
409	35228.3203
410	35314.4531
411	35400.5859
412	35486.7188
413	35572.8516
414	35658.9844
415	35745.1172
416	35831.25
417	35917.3828
418	36003.5156
419	36089.6484
420	36175.7813
421	36261.9141
422	36348.0469
423	36434.1797
424	36520.3125
425	36606.4453
426	36692.5781
427	36778.7109
428	36864.8438
429	36950.9766
430	37037.1094
431	37123.2422
432	37209.375
433	37295.5078
434	37381.6406
435	37467.7734
436	37553.9063
437	37640.0391
438	37726.1719
439	37812.3047
440	37898.4375
441	37984.5703
442	38070.7031
443	38156.8359
444	38242.9688
445	38329.1016
446	38415.2344
447	38501.3672
448	38587.5
449	38673.6328
450	38759.7656
451	38845.8984
452	38932.0313
453	39018.1641
454	39104.2969
455	39190.4297
456	39276.5625
457	39362.6953
458	39448.8281
459	39534.9609
460	39621.0938
461	39707.2266
462	39793.3594
463	39879.4922
464	39965.625
465	40051.7578
466	40137.8906
467	40224.0234
468	40310.1563
469	40396.2891
470	40482.4219
471	40568.5547
472	40654.6875
473	40740.8203
474	40826.9531
475	40913.0859
476	40999.2188
477	41085.3516
478	41171.4844
479	41257.6172
480	41343.75
481	41429.8828
482	41516.0156
483	41602.1484
484	41688.2813
485	41774.4141
486	41860.5469
487	41946.6797
488	42032.8125
489	42118.9453
490	42205.0781
491	42291.2109
492	42377.3438
493	42463.4766
494	42549.6094
495	42635.7422
496	42721.875
497	42808.0078
498	42894.1406
499	42980.2734
500	43066.4063
501	43152.5391
502	43238.6719
503	43324.8047
504	43410.9375
505	43497.0703
506	43583.2031
507	43669.3359
508	43755.4688
509	43841.6016
510	43927.7344
511	44013.8672

Anhang C Tabelle der Kritischen Bänder

Zwicker und Terhardt [ZT80] publizierten eine Tabelle mit der Auflistung von 24 Frequenzbändern von 0 bis 15.5 kHz (siehe Tabelle 5). Diese Frequenzbänder werden auch als kritische Bänder (engl. critical bands) bezeichnet. Diese Frequenzbänder sind charakteristisch für das Empfinden der Tonhöhe im menschlichen Gehör. Die Simulation des Hörschadens soll für jedes dieser Frequenzbänder separat eingestellt werden können. Aus Gründen der Übersichtlichkeit in der grafischen Benutzeroberfläche wurden oft zwei Bänder zu einem Band zusammengefasst

Im tiefen Frequenzbereich sind die Bandbreiten der Filter gleichbleibend, während sie im mittleren und hohen Bereich (ab ca. 500Hz) proportional zum Logarithmus der Frequenz zunehmen.

Tabelle 5: Werte der "Critical band rate" und "Critical Bandwidth" in Funktion der Frequenz (Quelle: [ZT80])

Critical band rate. [Bark]	Frequency [Hz]	Critical bandwidth [Hz]	Center Frequency [Hz]
0	0		
		100	50
1	100		
		100	150
2	200		
		100	250
3	300		
		100	350
4	400		
		110	450
5	510		
		120	570
6	630		
		140	700
7	770		
		150	840
8	920		
		160	1000
9	1080		
		190	1170
10	1270		
		210	1370
11	1480		
		240	1600
12	1720		
		280	1850
13	2000		
		320	2150
14	2320		
		380	2500
15	2700		
		450	2900
16	3150		
		550	3400
17	3700		
		700	4000
18	4400		
		900	4800
19	5300		
		1100	5800
20	6400		
		1300	7000
21	7700		
		1800	8500
22	9500		
		2500	10500
23	12000		
		3500	13500
24	15500		

Anhang D Geschwindigkeitsmessungen

Die Rechenzeit von einzelnen Funktionsblöcken wurde gemessen (siehe Tabelle 6). Damit ist es möglich, anschliessend besonders rechenintensive Blöcke gezielt zu optimieren.

Zur Messung der Rechenzeit für bestimmte Blöcke wurde vor dem Block das Flag 1 (welches mit der roten LED gekoppelt ist) gesetzt und gleich nach dem entsprechenden Funktionsblock wieder gelöscht. Mit einem Speicheroszilloskop kann nun die Zeit zwischen Ein- und Ausschalten gemessen werden. Diese Zeit enspricht dann der benötigten Rechenzeit für diesen Block.

Tabelle 6: Rechenzeiten von Funktionsblöcken

Funktionsblock	Kurzbeschreibung	Rechenzeit
Fensterung (dowindowing)	Setzen der Register im Datenadressgenerator, Multiplizieren des Fensters mit den Eingangsdaten, Speichern der erhaltenen Werte.	31.1uSec
Scrambling, (doscramble1, doscramble2)	Daten aus Speicher lesen und bitinvertiert in ein anderes Speichersegment ablegen.	31.17uSec
Imaginärteil nullsetzen (imagzero)	Setzt alle Imaginäranteile null.	15.55uSec
FFT (dofft1, dofft2)	Initialisieren der FFT-Konstanten, aufrufen der FFT-Routine	1.361mSec
Betrag bilden (compmagnitude)	Imaginärteil quadrieren, Realteil quadrieren, zusammenzählen, Wurzel ziehen.	269uSec / 240uSec / 215uSec (leicht abhängig von den Eingangswerten)
Komplettes Filter berechnen, inkl. laufender Faltung (do_create1filt)	Alle Schritte zur Berechnung eines Filters werden ausgeführt, parallel dazu läuft die Faltung in der Interrupt-Service-Routine.	ca. 13mSec, leicht abhängig von den Eingangswerten

Anhang E Messung der Zeitverzögerung zwischen Eingang und Ausgang

E.1 Einleitung

Um die korrekte Zeitverzögerung des Eingangs-Ringsspeichers zu messen, wurde ein kurzer, Diracstoss-ähnlicher Impuls am Eingang angelegt, und die Verzögerung am Ausgang gemessen. Die Parameter der Simulation wurden so gewählt, dass kein Hörschaden simuliert wurde.

E.2 Messaufbau:

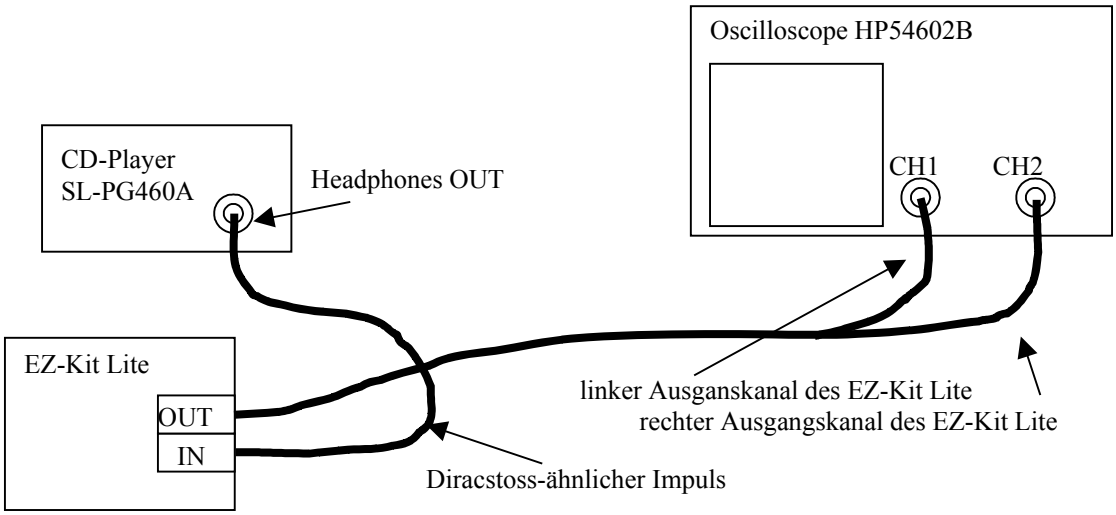


Abbildung 47: Messaufbau für die Messung der Zeitverzögerung

Abbildung 47 zeigt den Messaufbau für die Messung. Am Ausgang des EZ-Kit Lite erscheinen zwei Signale. Auf dem rechten Signalpfad erscheint das gesampelte Eingangssignal ohne Veränderung. Dies wird auch als Loopback bezeichnet. Auf dem linken Signalpfad erscheint das Ausgangssignal der Simulation.

E.3 Messungen

Die Messung ergibt das in Abbildung 48 gezeigte Resultat.

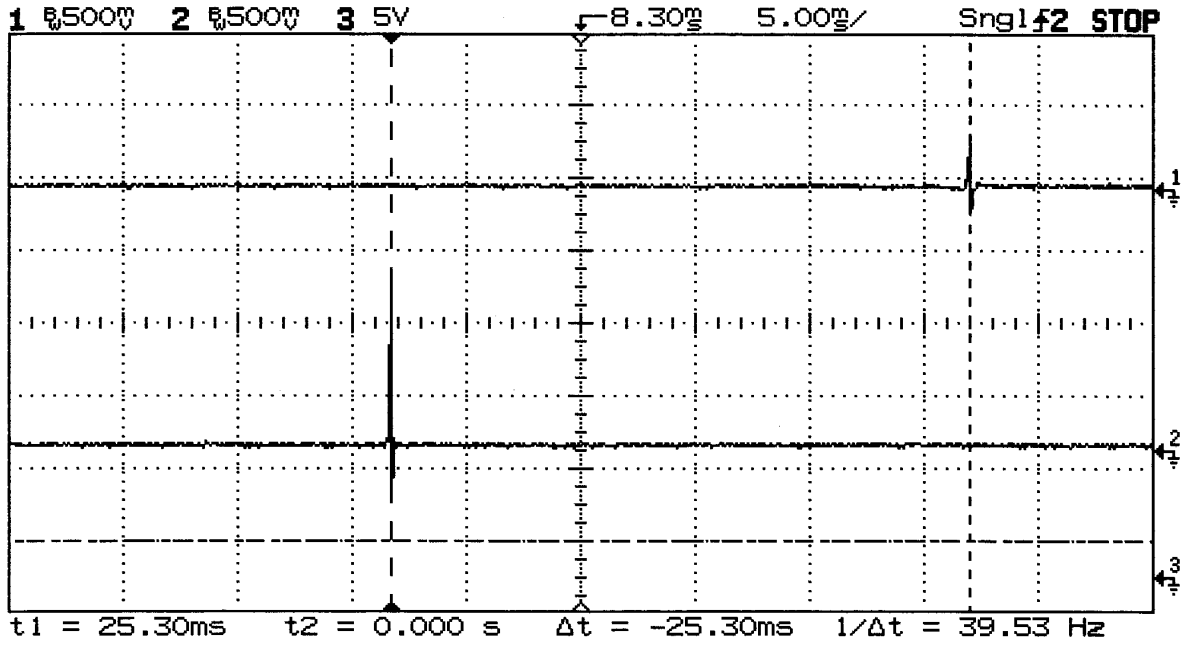


Abbildung 48: Messung der Zeitverzögerung

E.4 Interpretation der Resultate

Die Zeitverzögerung entspricht dem in Kapitel 7 berechneten Wert. Somit werden die richtigen Daten mit dem jeweiligen Filter gefiltert.

Anhang F Messung der Skalierung und des Recruitments

F.1 Einleitung

Damit die Simulation die Eingangspegel in korrekte Ausgangspegel umsetzt, wurde im Code an zwei Stellen eine Skalierung eingebaut. Die erste Skalierung befindet sich im Codeblock "nonlinearamp", die zweite im Codeblock "copycoeffs".

Um das korrekte Funktionieren dieser Skalierungen und des Recruitments zu überprüfen, wurden Sinussignale mit zwei verschiedenen Eingangspegeln am Eingang des EZ-Kit Lite angelegt. Einmal war zudem ein "quadratisches" Recruitment (softwaremässig) eingeschaltet, das andere mal war es ausgeschaltet. Das "quadratische" Recruitment entspricht den Angaben in [MG93, Formeln 4 und 5] mit N=2. In der grafischen Benutzeroberfläche entspricht "quadratisches" Recruitment der Einstellung "1".

Somit ergeben sich vier verschiedene Messresultate.

F.2 Messaufbau:

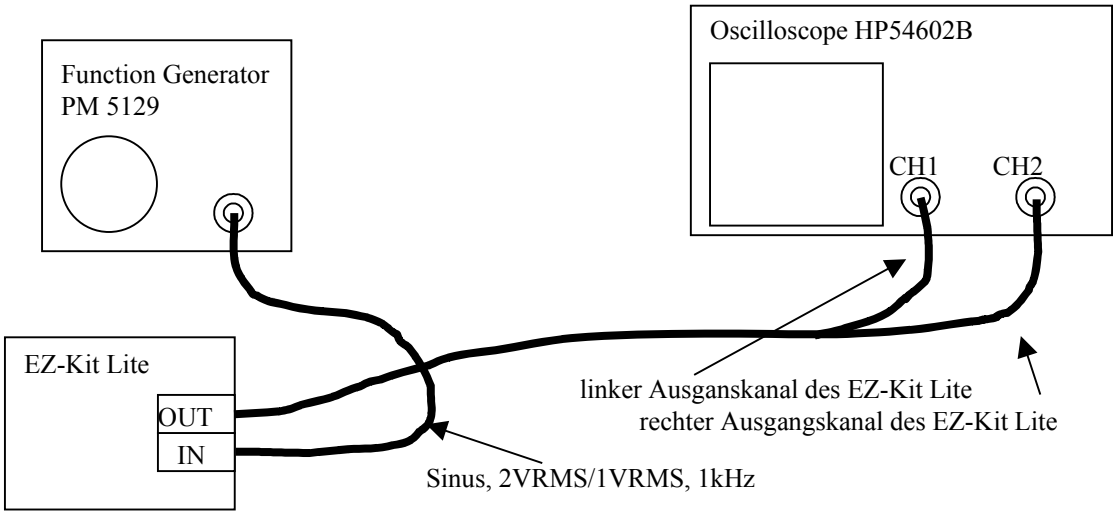


Abbildung 49: Messaufbau für die Messung der Skalierung und des Recruitments

Abbildung 49 zeigt den Messaufbau für die Messung der Skalierung und des Recruitments. Der Funktionsgenerator speist eine Sinusspannung mit konstanter Frequenz von 1kHz und einer wählbaren Amplitude von 1VRMS oder 2VRMS in das EZ-Kit Lite ein. 2VRMS entspricht einer vollen Ausnutzung des Eingangsspannungsbereichs des AD-Wandlers.

Am Ausgang des EZ-Kit Lite erscheinen zwei Signale. Auf dem rechten Signalpfad erscheint das gesampelte Eingangssignal ohne Veränderung. Dies wird auch als Loopback bezeichnet. Auf dem linken Signalpfad erscheint das Ausgangssignal der Simulation.

Der DA-Wandler des EZ-Kit Lite hat eine niedrigere maximale Ausgangsspannung als es dem AD-Wandler am Eingang entspricht. Die maximale Ausgangsspannung ist 0.707VRMS. Ein Signal, welches vom DSP nicht verändert wird, hat deshalb am Ausgang trotzdem eine kleinere Amplitude als das Eingangssignal. Die Dämpfung entspricht dem Faktor 2.82 (9.03dB). Dieser Faktor tritt jedoch bei den Messresultaten nicht auf, weil die simulierten Signale direkt mit dem vom DA-Wandler ebenfalls bedämpften Loopback-Signal des DSP (rechter Signalpfad) verglichen werden.

F.3 Einstellungen an den Geräten

Funktionsgenerator PM5127 (Inv. IG4021-2)

Frequenz: 1kHz (Die Differenz zur Frequenzmessung am KO ergibt sich aus der Ungenauigkeit am Einstellrad).

Amplitude: 2VRMS / 1VRMS, kein DC-Anteil

Oszilloskop HP 54602B (Inv. IK5005-2)

Nachvollziehbar anhand der Plots.

F.4 Messungen

Die vier Messungen ergaben folgende Resultate:

F.4.1 Messung 1: Amplitude $2V_{RMS}$, ohne Recruitment

Die Messung ergibt das in Abbildung 50 gezeigte Resultat.

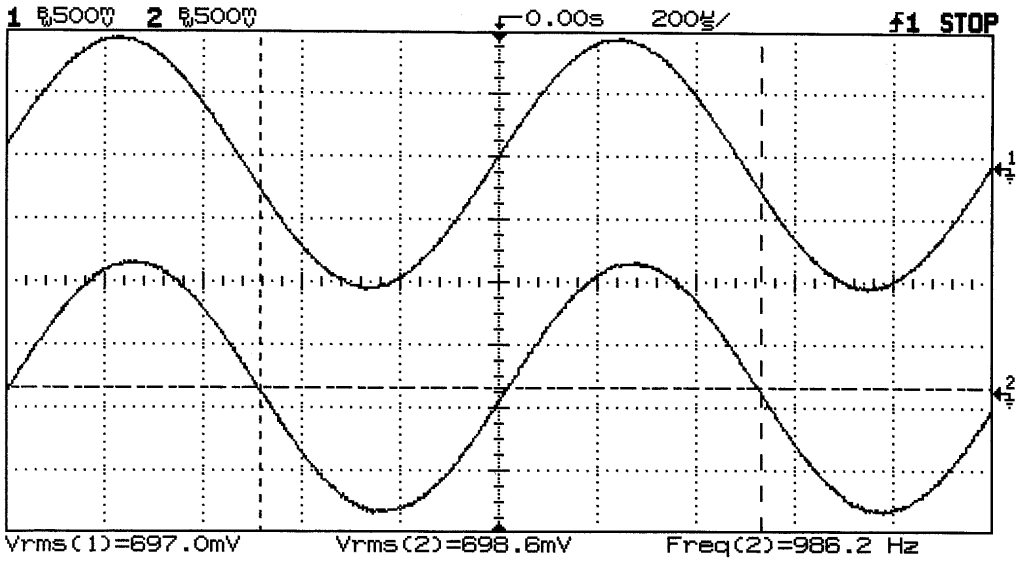


Abbildung 50: Messung mit Amplitude 2VRMS, ohne Recruitment

Es ist nur ein minimaler Amplitudenunterschied erkennbar. Das heisst, das Eingangssignal wird fast völlig unverändert wieder ausgegeben. Dies entspricht dem erwarteten Resultat für diese Messung

F.4.2 Messung 2: Amplitude $1V_{RMS}$, ohne Recruitment

Die Messung ergibt das in Abbildung 51 gezeigte Resultat.

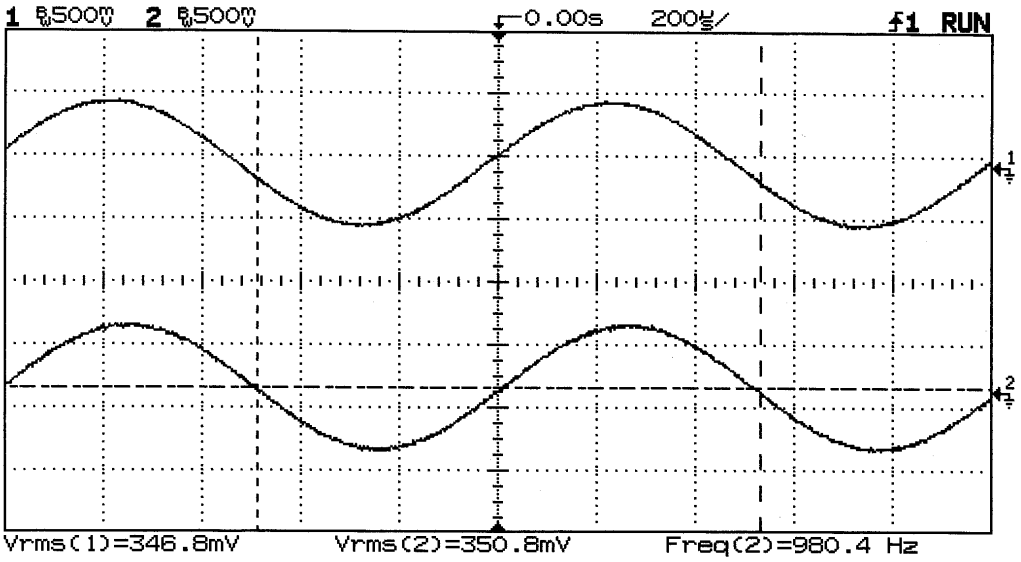


Abbildung 51: Messung mit Amplitude 1VRMS, ohne Recruitment

Es ist ebenfalls nur ein kleiner Unterschied messbar. Er beträgt nur rund 1% und ist damit sehr klein. Das Resultat entspricht somit den Erwartungen.

F.4.3 Messung 3: Amplitude $2V_{RMS}$, mit Recruitment

Die Messung ergibt das in Abbildung 52 gezeigte Resultat.

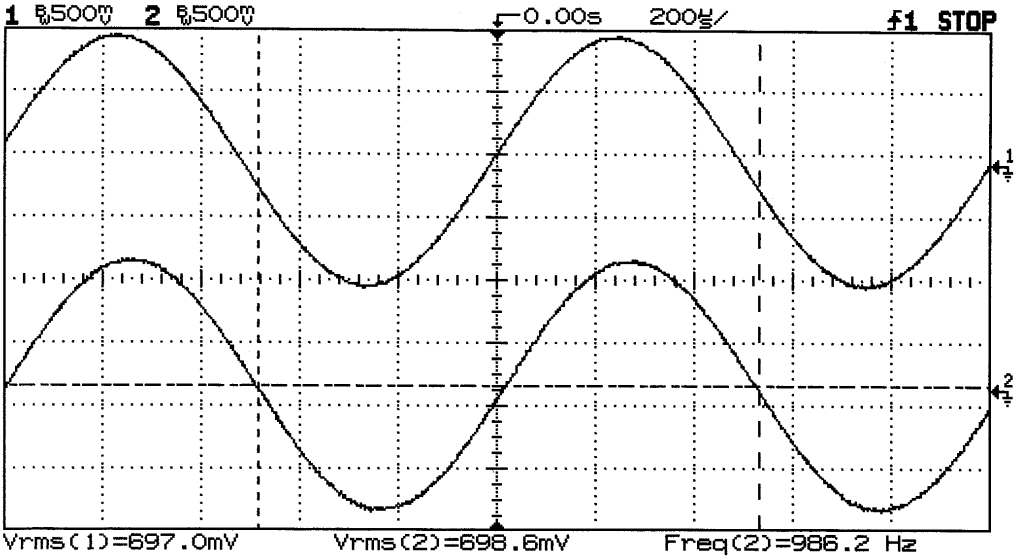


Abbildung 52: Messung mit Amplitude 2VRMS, mit Recruitment

Der Pegelunterschied ist auch hier extrem klein. Das bedeutet, dass die Simulation keine Lautstärkenänderung ergibt. Dies entspricht den Erwartungen für dieses Signal, weil ein sehr lautes Eingangsignal auch ein sehr lautes Ausgangssignal ergeben soll.

F.4.4 Messung 4: Amplitude $1V_{RMS}$, mit Recruitment

Die Messung ergibt das in Abbildung 53 gezeigte Resultat.

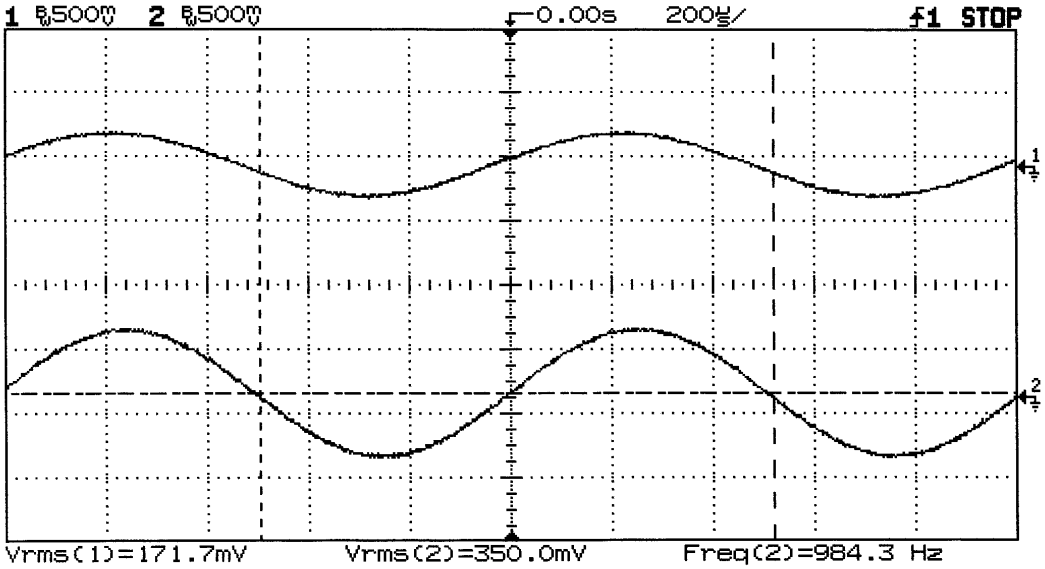


Abbildung 53: Messung mit Amplitude 1VRMS, mit Recruitment

Der Ausgangspegel der Simulation beträgt hier 49.05% des Pegels des unveränderten Signals. Das bedeutet eine Dämpfung von Faktor 2, was 6dB entspricht. Das entspricht den Erwartungswert (welcher bei 50% liegt). Das simulierte Recruitment dämpft den Eingangspegel abhängig von seinem eigenen Pegel.

F.5 Interpretation der Resultate

Die Skalierung und die Simulation des Recruitments ist für ein Sinussignal von 1kHz sehr exakt. Es darf davon ausgegangen werden, dass dies auch für andere Frequenzen gilt.

Anhang G Frequenzgang des FIR-Filters

G.1 Einleitung

Um die Implementation der Berechnung des FIR-Filters zu verifizieren, wurde der Frequengang des FIR-Filters bei verschiedenen Vorgaben überprüft.

Mithilfe des GUI wurden verschiedene Frequenzgänge vorgegeben. Das Recruitment kam dabei nicht zum Einsatz.

Die Eingangsspanung beim EZ-Kit Lite beträgt 2VRMS, dies ist zulässig, weil der Verstärker des Codecs im Assembler-Code abgeschaltet wurde. Um den Freqeunzgang zu erhalten, vergleich ich die Spannung des Simulators (linker Ausgangskanal) mit dem direkt an den Ausgang geführten Originalsignal (Loopbackbetrieb mit dem rechten Ausgangskanal).

G.2 Messaufbau:

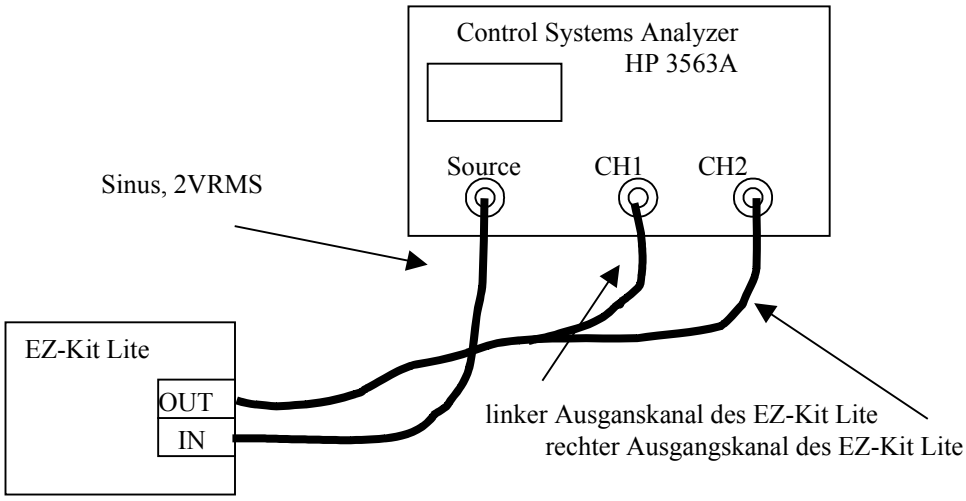


Abbildung 54: Messaufbau für Frequenzgangmessung

G.3 Einstellungen am Analyzer:

Ausgangslage: Direkt nach dem Einschalten, anschliessend folgende Einstellungen vornehmen:

[MEAS MODE]: Swept Sine, Log Sweep

[FREQ]: Start Frequency 20Hz, Freq Span 3 Decades, Sweep Rate 121 Sec/Decade

[SOURCE]: Source Level 2 Volt RMS

[RANGE]: Auto 1 Up&Down, Auto 2 Up&Down

[MEAS DISP] Freq Resp

Je nach Belieben nun noch die Y-Skala bestimmen - Fertig!

G.4 Messungen

Verschiedene Messunge mit verschiedenen Frequenzgängen ergeben die folgenden Resultate in den folgenden Abbildungen. Zu Beachten: Abbildung 55 hat eine andere Skalierung der Y-Achse als die anderen Abbildungen.

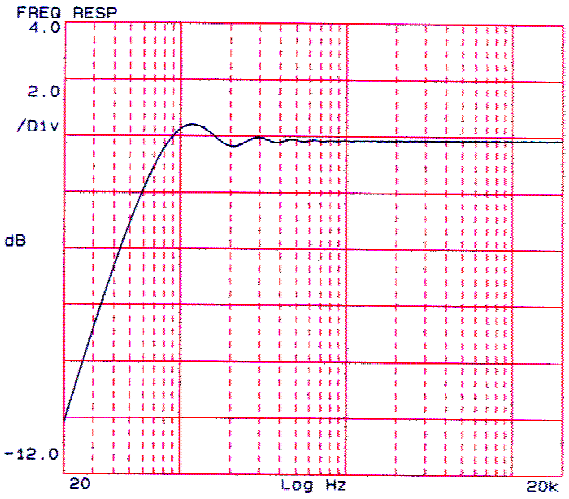


Abbildung 55: Frequenzgang bei der Voreinstellung "-0dB Breitbandig".

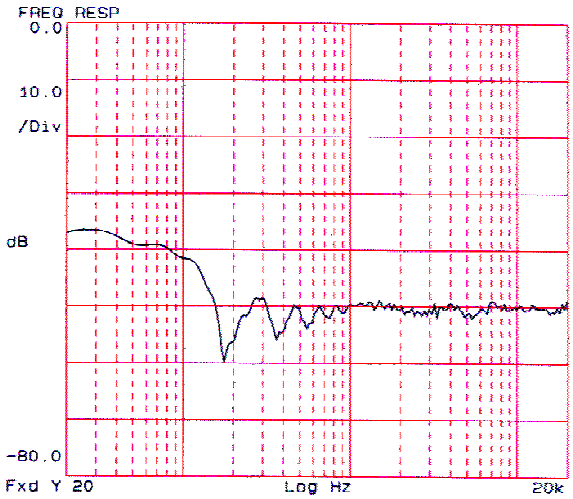


Abbildung 56: Frequenzgang bei der Voreinstellung "-50dB Breitbandig".

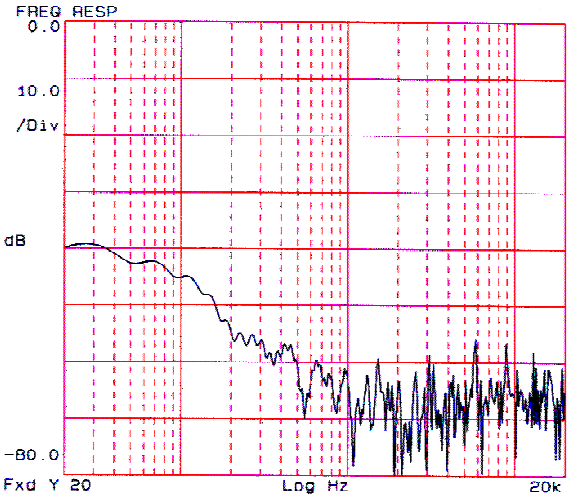


Abbildung 57: Frequenzgang bei der Voreinstellung "-70dB Breitbandig".

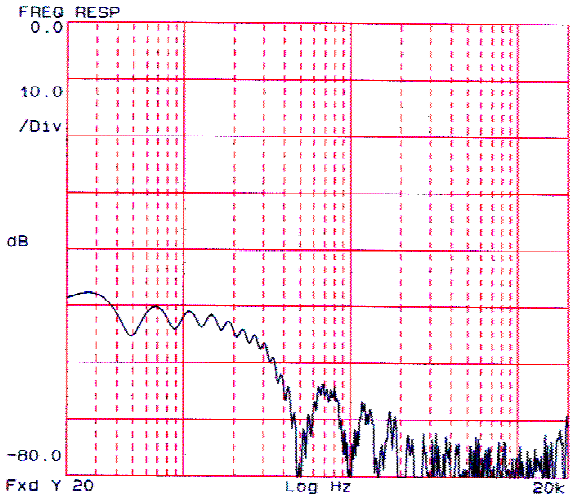


Abbildung 58: Frequenzgang bei der Voreinstellung "-80dB Breitbandig".

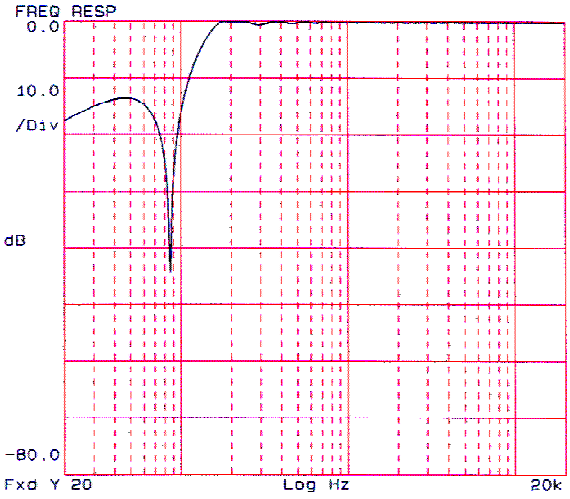


Abbildung 59: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband A.

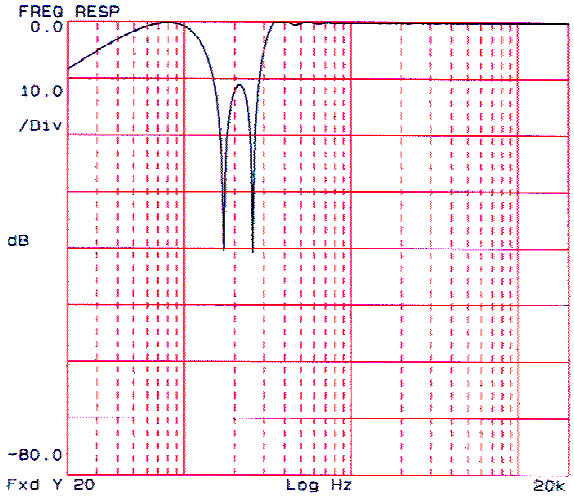


Abbildung 60: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband B.

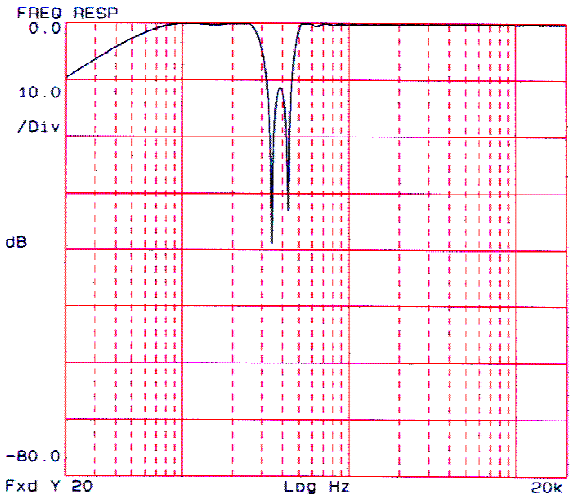


Abbildung 61: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband C.

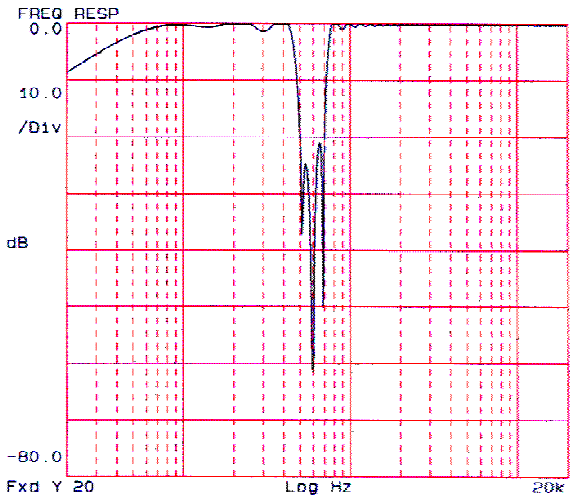


Abbildung 62: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband D.

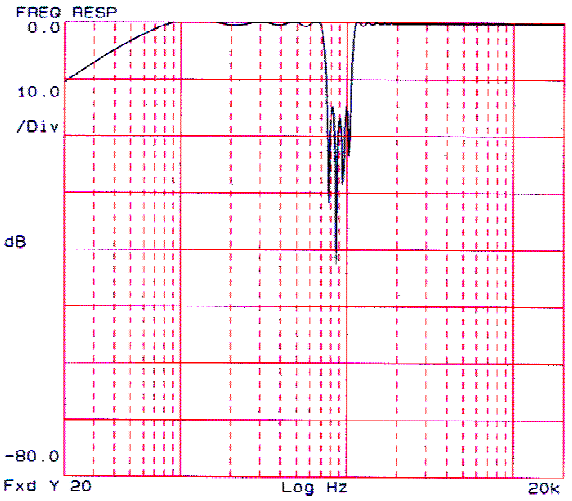


Abbildung 63: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband E.

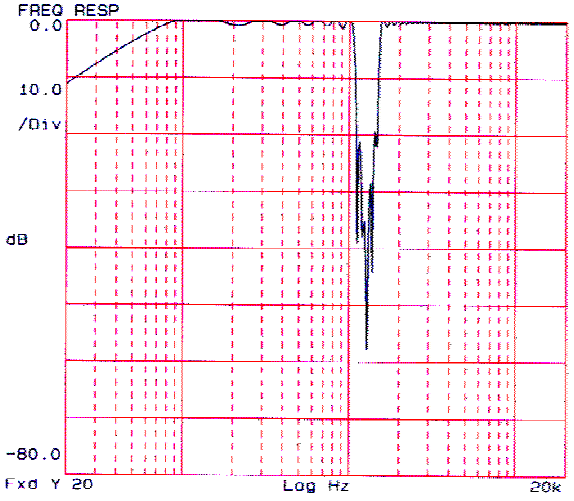


Abbildung 64: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband F.

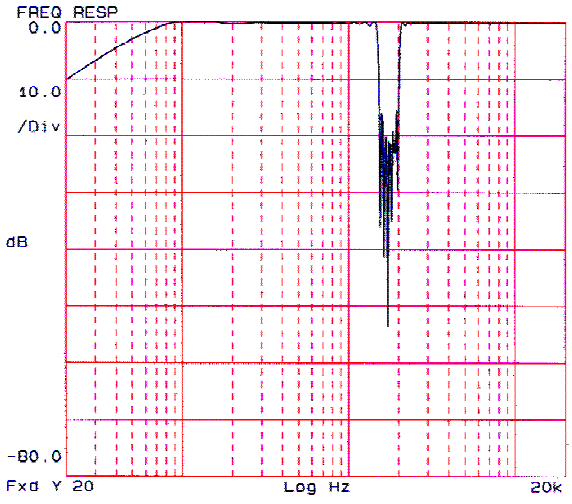


Abbildung 65: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband G.

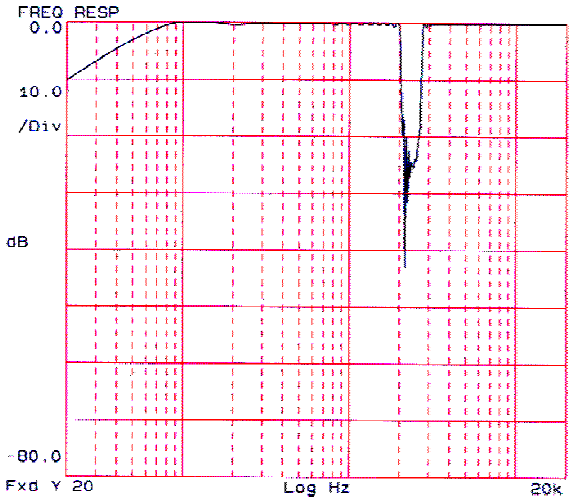


Abbildung 66: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband H.

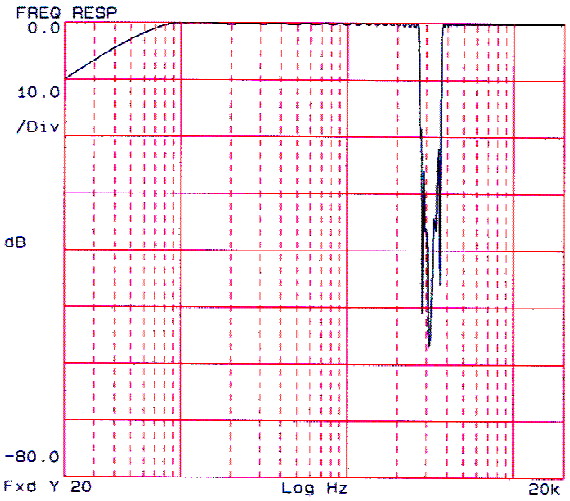


Abbildung 67: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband I.

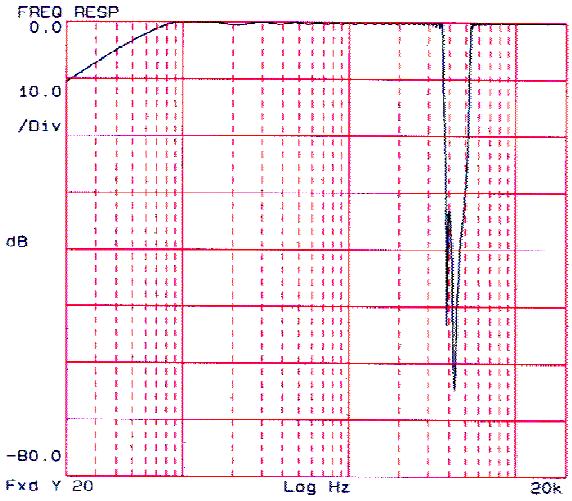


Abbildung 68: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband J.

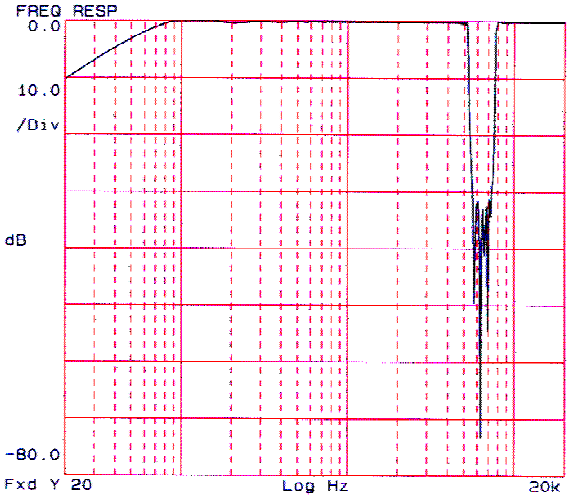


Abbildung 69: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband K.

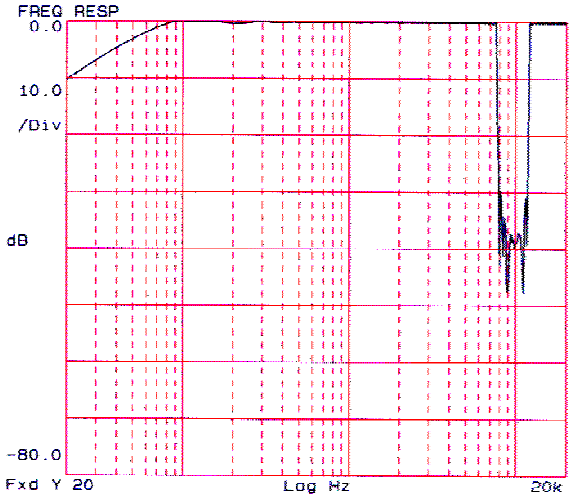


Abbildung 70: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband L.

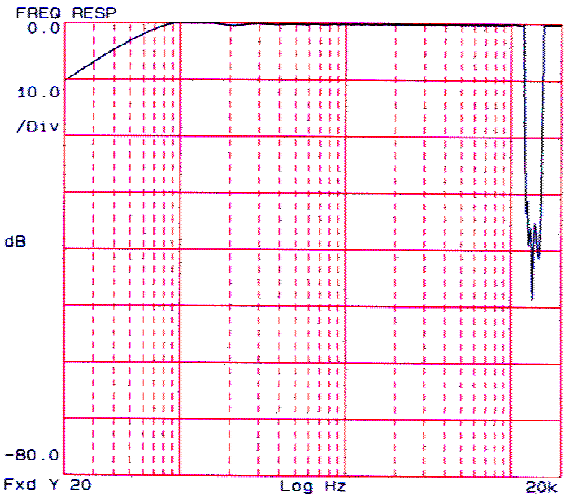


Abbildung 71: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband M.

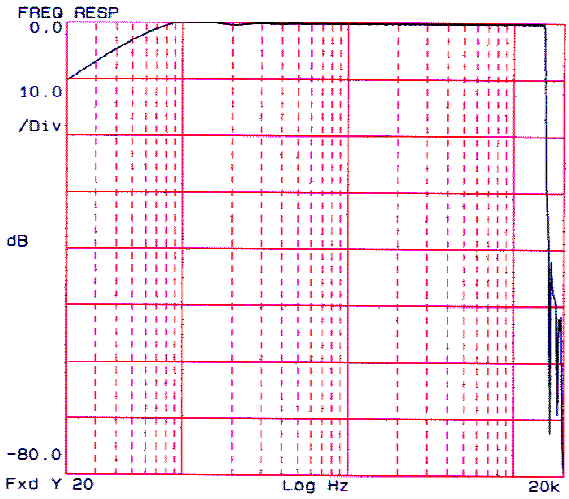


Abbildung 72: Frequenzgang einer Dämpfung von 80dB nur im Simulationsband N.

G.5 Interpretation der Messresultate

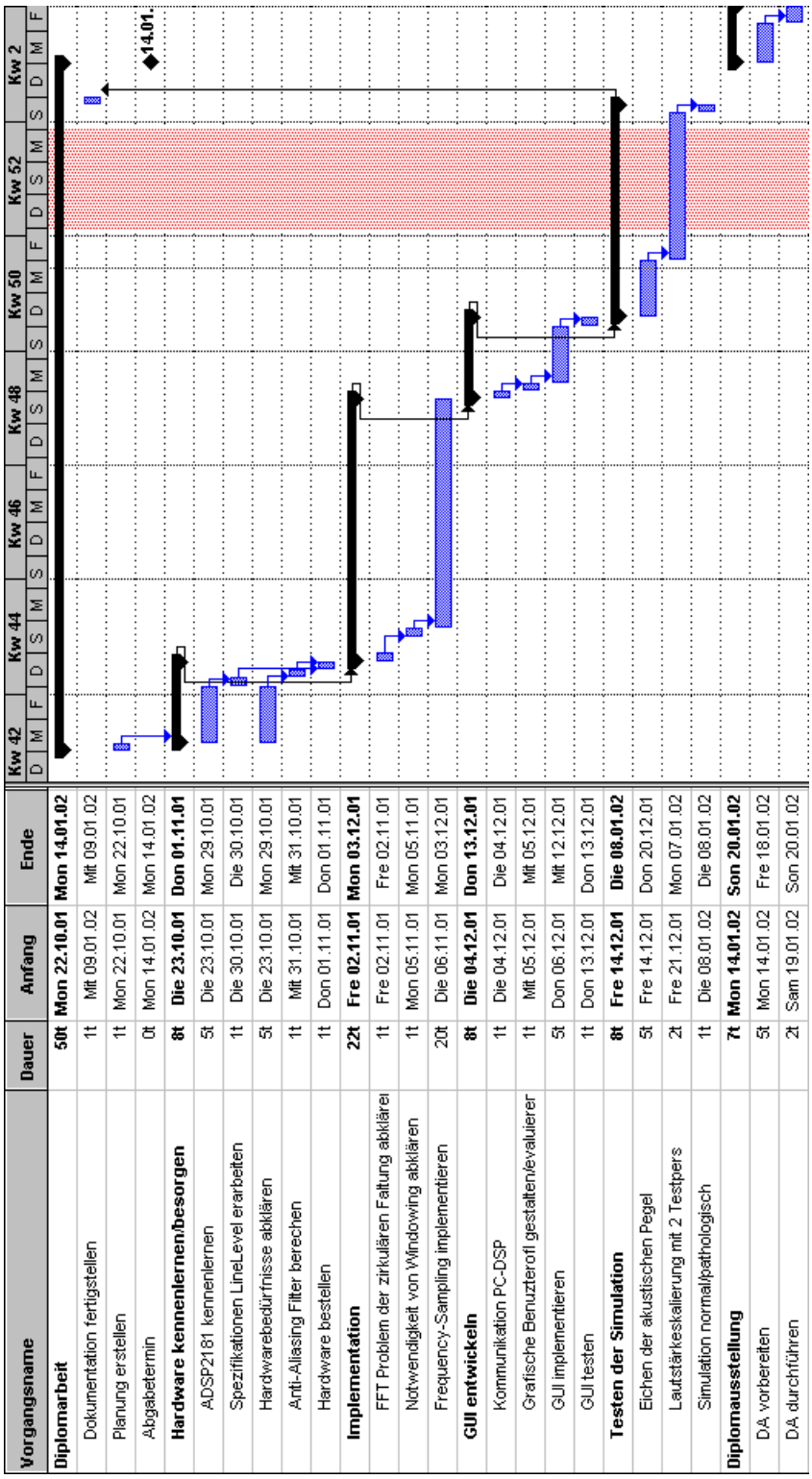
Es lassen sich folgende Eigenschaften der FIR-Filter feststellen:

- Im tieffrequenten Bereich bis einige 100 Hertz ist die Simulation recht ungenau. Besonders im Bereich unter 100 Hertz stimmt der gemessen Frequenzggang nicht mit dem vorgegebenen Freqeunzgang überein.
- Der Durchlassbereich der Filter ist im hochfrequenten Bereich sehr genau.
- Die Steilheit im Übergangsbereich ist sehr gut.
- Die Dämpfung im Sperrbereich liegt deutlich unter den Erwartungen.

Obwohl die Filter nicht in allen Punkten den Erwartungen entsprechen, sind sie trotzdem geeignet, eine Hörstörung zu simulieren. Es kann davon ausgegangen werden, dass das menschliche Ohr eine kleinere Trennschärfe als die Filter haben. Durch den Effekt der Maskierung ist das menschliche Ohr zudem nicht in der Lage, laute und leise Signale gleichzeitig so differenziert wahrzunehmen, dass die mässige Sperrdämpfung zum tragen käme.

Anhang H Zeitplan

Abbildung 73 zeigt den Zeitplan, der für diese Diplomarbeit erstellt wurde.



Vorgangsname	Dauer	Anfang	Ende
Diplomarbeit	**50t**	**Mon 22.10.01**	**Mon 14.01.02**
Dokumentation fertigstellen	1t	Mit 09.01.02	Mit 09.01.02
Planung erstellen	1t	Mon 22.10.01	Mon 22.10.01
Abgabetermin	0t	Mon 14.01.02	Mon 14.01.02
Hardware kennenlernen/besorgen	**8t**	**Die 23.10.01**	**Don 01.11.01**
ADSP2181 kennenlernen	5t	Die 23.10.01	Mon 29.10.01
Spezifikationen LineLevel erarbeiten	1t	Die 30.10.01	Die 30.10.01
Hardwarebedürfnisse abklären	5t	Die 23.10.01	Mon 29.10.01
Anti-Aliasing Filter berechen	1t	Mit 31.10.01	Mit 31.10.01
Hardware bestellen	1t	Don 01.11.01	Don 01.11.01
Implementation	**22t**	**Fre 02.11.01**	**Mon 03.12.01**
FFT Problem der zirkulären Faltung abklärei	1t	Fre 02.11.01	Fre 02.11.01
Notwendigkeit von Windowing abklären	1t	Mon 05.11.01	Mon 05.11.01
Frequency-Sampling implementieren	20t	Die 06.11.01	Mon 03.12.01
GUI entwickeln	**8t**	**Die 04.12.01**	**Don 13.12.01**
Kommunikation PC-DSP	1t	Die 04.12.01	Die 04.12.01
Grafische Benutzterofl gestalten/evaluierer	1t	Mit 05.12.01	Mit 05.12.01
GUI implementieren	5t	Don 06.12.01	Mit 12.12.01
GUI testen	1t	Don 13.12.01	Don 13.12.01
Testen der Simulation	**8t**	**Fre 14.12.01**	**Die 08.01.02**
Eichen der akustischen Pegel	5t	Fre 14.12.01	Don 20.12.01
Lautstärkeskalierung mit 2 Testpers	2t	Fre 21.12.01	Mon 07.01.02
Simulation normal/pathologisch	1t	Die 08.01.02	Die 08.01.02
Diplomausstellung	**7t**	**Mon 14.01.02**	**Son 20.01.02**
DA vorbereiten	5t	Mon 14.01.02	Fre 18.01.02
DA durchführen	2t	Sam 19.01.02	Son 20.01.02

Abbildung 73: Zeitplan